L. FEȘTILĂ E. SIMION C. MIRON

AMPLIFICATOARE AUDIO ȘI SISTEME MUZICALE

DACIA

LELIA FEȘTILĂ • EMIL SIMION • COSTIN MIRON

AMPLIFICATOARE AUDIO ȘI SISTEME MUZICALE

LELIA FEȘTILĂ • EMIL SIMION • COSTIN MIRON

AMPLIFICATOARE AUDIO ȘI SISTEME MUZICALE

EDITURA DACIA CLUJ-NAPOCA,
1990

ISBN 978-35-0113-1

CUPRINS

INTRODUCERE 11

1. *PROBLEMATICA GENERALĂ A AMPLIFICATOARELOR DE AUDIOFRECVENȚĂ* 16

1.1. **Noțiuni de bază** 16
1.1.1. Nivel și măsura lui 16
1.1.2. Distorsiuni 20
1.1.3. Zgomot 24
1.2. **Caracteristici electrice ale amplificatoarelor de audiofrecvență** 28
1.2.1. Putere de ieșire (P_o) 28
1.2.2. Sensibilitatea 30
1.2.3. Factorul de distorsiuni armonice 30
1.2.4. Răspunsul în frecvență 31
1.2.5. Raportul semnal/zgomot 32
1.2.6. Gama dinamică 33
1.2.7. Atenuarea diafoniei 34
1.2.8. Impedanțele de intrare și de ieșire 35
1.2.9. Alte caracteristici 35
1.2.10. Măsurarea caracteristicilor electrice ale amplificatoarelor audio . . . 36
1.2.11. Cerințe referitoare la amplificatoarele audio de înaltă fidelitate (HIFI) . 38
1.3. **Principiile amplificatoarelor de audiofrecvență** 39
1.3.1. Conexiunile tranzistoarelor 40
1.3.2. Structuri de circuit 40
1.3.3. Clase de funcționare 44
1.3.4. Tipuri de amplificatoare audio 45
1.4. **Interconectarea aparatelor** 47

2. *TRADUCTOARE DE INTRARE* 50

2.1. **Microfoane** 50
2.2. **Doze pentru redarea discurilor** 53
2.3. **Capete magnetice** 55

3. *PREAMPLIFICATOARE DE AUDIOFRECVENȚĂ* 60

3.1. **Preamplificatoare de microfon** 61
3.2. **Preamplificatoare pentru doze de pickup** 65
3.3. **Preamplificatoare pentru capete magnetice** 72

4. *AMPLIFICATOARE DE PUTERE* 81

4.1. **Etaj de ieșire de tip repetor pe emitor, funcționînd în clasă A** 81
4.2. **Etaj de ieșire cu emitor comun funcționînd în clasa A** 89
4.3. **Etaje de ieșire în clasă B în contratimp** 91
4.3.1. Caracteristica de transfer a etajelor de ieșire în clasă B în contratimp 92

4.3.2. Puterea și randamentul etajelor de ieșire în clasă B 94
4.3.3. Etaje de ieșire cvazicomplementare 97
4.3.4. Variante de etaje de ieșire în clasă B 101
4.4. Etaje de comandă 103
4.5. Circuite de compensare termică și de protecție ale etajelor de ieșire 106
4.6. Amplificatoare de putere integrate 110
4.7. Amplificatoare funcționînd în clasă D 112

5. DIFUZOARE ȘI INCINTE ACUSTICE 114

5.1. Mărimi caracteristice ale difuzoarelor 114
5.2. Alegerea și utilizarea difuzoarelor 115
5.3. Principii de funcționare ale difuzoarelor 117
5.4. Panouri și incinte acustice 119
5.5. Sisteme de difuzoare și boxe active 122

6. CIRCUITE PENTRU REGLAJUL TONALITĂȚII. EGALIZOARE ȘI FILTRE AUDIO 129

6.1. Circuite corectoare de ton 130
6.2. Circuite egalizoare 136
6.3. Circuite integrate specializate pentru comanda volumului și a tonului 144
6.3.1. Principiul potențiometrului electronic 145
6.3.2. Reglajul de volum și de ton cu potențiometrul electronic 147
6.3.3. Circuite integrate utilizate în comanda volumului și a tonului . . . 151
6.4. Filtre 153

7. EXEMPLE DE AMPLIFICATOARE DE AUDIOFRECVENȚĂ 159

7.1 Exemple de preamplificatoare
7.1.1. Preamplificatoare cu corecția caracteristicii de frecvență a sursei program 159
7.1.2. Preamplificatoare corectoare de ton 167
7.2. Exemple de amplificatoare de audiofrecvență de putere 179
7.2.1. Amplificatoare audio cu puteri sub 25 W 179
7.2.2. Amplificatoare audio cu puteri peste 25 W 189
7.2.3. Amplificatoare audio de putere cu circuite integrate 198

8. SINTETIZATOARE ELECTRONICE MUZICALE 211

8.1. Parametrii caracteristici ai sunetului muzical 211
8.2. Părțile componente ale unui sintetizator electronic 213
8.3. Circuite electronice utilizate în construcția blocurilor fundamentale ale sintetizatoarelor muzicale 218
8.3.1. Blocul formator de semnale de comandă 218
8.3.2. Oscilatorul comandat în tensiune 226
8.3.3. Filtrul comandat în tensiune 238
8.3.4. Amplificatorul comandat în tensiune 244
8.3.5. Generatorul de contur 248
8.3.6. Generatoare de semnal 254
8.4. Prelucrarea sunetelor externe 259
8.4.1. Detectorul de anvelopă 259
8.4.2. Baterie electronică 260
8.4.3. Convertorul frecvență-tensiune 267
8.5 Generatorul de ritmuri și secvențe muzicale 267

9. *PRELUCRAREA DIGITALĂ A SEMNALULUI AUDIO* 275
9.1. **Conversia analog digitală a semnalului audio** 276
9.1.1. Modularea impulsurilor în cod 276
9.1.2. Modularea delta 280
9.2. **Sisteme audio digitale** 281
9.2.1. Sistem de redare a semnalului audio înregistrat pe discul compact . . 281
9.2.2. Sisteme audio digitale cu bandă magnetică 288
10. *ECHIPAMENTE AUXILIARE* 291
10.1. **Orgi de lumini** 291
10.2. **Lumini dinamice** 296
10.3. **Indicatoare de volum sonor (VU-metre)** 300
11. *SURSE DE ALIMENTARE* 305
11.1. **Redresoare și filtre** 305
11.2. **Transformatoare de rețea** 311
11.3. **Stabilizatoare de tensiune** 314
11.3.1. Stabilizatoare de tensiune cu componente discrete 315
11.3.2. Stabilizatoare de tensiune integrate 330
Bibliografie 337

PREFAȚĂ

Ampla dezvoltare a industriei electronice în țara noastră, orientată în direcția producției de componente și dispozitive electronice, circuite integrate analogice și digitale, mediu sau larg integrate, permite extinderea domeniilor de aplicație ale aparaturii și echipamentelor electronice nu numai în toate ramurile industriale, ci și în domeniul social, utilitar și casnic.

Electronica a devenit un mijloc eficient de instruire, o preocupare practică utilă, la care sînt antrenate tot mai multe cercuri de amatori, elevi, studenți, muncitori sau tehnicieni. Construirea și experimentarea diverselor montaje electronice, nu numai că are ca rezultat crearea unui produs util, avînd satisfacția unei munci proprii împlinite, dar totodată lărgește orizontul științifico-tehnic și capacitatea de cunoaștere a constructorului amator.

Majoritatea preocupărilor și preferințelor tinerilor electroniști sînt orientate spre domeniul tehnicii imprimării și redării sunetelor. Autorii au conceput această lucrare în spiritul acestor frumoase preocupări, urmărind să sistematizeze și să clarifice anumite noțiuni și tehnici fundamentale din domeniul audio și al sintezei sunetului, propunînd și explicînd montaje de complexitate redusă și medie care pot fi abordate de tinerii pasionați de muzică și electronică.

Pentru parcugerea și înțelegerea acestei lucrări, scrisă la un nivel mediu, se are în vedere faptul că tinerii constructori electroniști au cunoștințele de bază în ceea ce privește funcționarea și conexiunile dispozitivelor și circuitelor fundamentale (diode, tranzistoare, amplificatoare operaționale etc.) sau unele noțiuni din teoria circuitelor electronice (caracteristici de frecvență, funcții de transfer). O clasificare primară a acestora se poate face studiind bibliografia indicată la sfîrșitul acestei lucrări.

Chiar dacă echipamentele construite de tinerii amatori nu vor atinge performanțele aparaturii industriale sau de laborator, realizarea lor aduce multe satisfacții morale, pe lîngă utilitatea de natură teoretică și practică pe care o prezintă.

AUTORII

INTRODUCERE

Lucrarea de față tratează sistemele muzicale care au drept scop principal redarea muzicii acasă, la domiciliul ascultătorului. În figura 0.1 este arătată schema bloc a unei variante posibile de astfel de sistem muzical (numit și combină muzicală). Sursele de la care provine semnalul muzical pot fi un radioreceptor, un aparat cu bandă magnetică (magnetofon sau casetofon), un picup sau un microfon. Pentru asigurarea intensității necesare a muzicii redate de difuzoare, semnalul muzical este în prealabil amplificat în două unități distincte conectate în cascadă: preamplificatorul și amplificatorul de putere. Preamplificatorul are rolul de a mări tensiunea semnalului la valoarea necesară pentru comanda amplificatorului de putere, iar acesta furnizează puterea necesară pentru comanda difuzoarelor. Unitatea de control, încorporată de obicei în aceeași structură fizică cu preamplificatorul, permite selectarea intrărilor și efectuarea reglajelor dorite (intensitate sonoră, timbru, efecte speciale). Sistemele muzicale se realizează în prezent exlusiv ca echipamente stereofonice.

Nucleul oricărui sistem muzical îl constituie amplificatorul de audiofrecvență (numit pe scurt amplificator audio). Totodată, el este singura parte din sistem care poate fi realizată (sau cel puțin asamblată) prin mijloace accesibile de către amatori. De aceea o parte importantă a lucrării de față tratează probleme legate de amplificatoarele audio. Celelalte unități ale sistemului sînt prezentate mai mult descriptiv, insistîndu-se mai ales asupra alegerii lor astfel încît să asigure o calitate dorită a sistemului întreg, pe de o parte, și să permită o interconectare corectă, pe de altă parte.

Natura fizică a semnalelor care intervin într-un sistem muzical este diferită în diferite puncte ale lui. Astfel, semnalul primar poate fi electric (la radioreceptor), magnetic (la aparatele cu bandă magnetică), sonor (la microfon) și mecanic (la picup). Întrucît amplificatorul sistemului trebuie să primească la intrare semnale electrice, în toate cazurile în care semnalul primar are altă natură fizică el trebuie tradus în semnal electric. Traductoarele folosite în acest scop (traductoarele de intrare) sînt, în ordinea de mai sus, capul magnetic, microfonul și doza de picup.

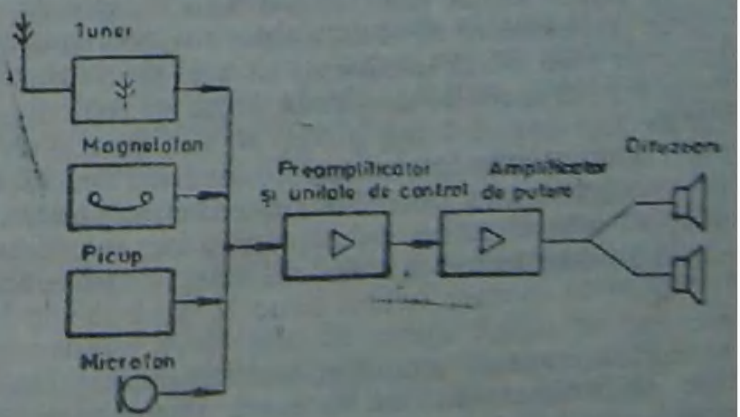


Fig. 0.1. Schema bloc a unui sistem muzical.

Pentru traducerea din semnal electric în semnal sonor, necesară la ieșirea sistemului, se folosesc difuzoare sau căști.

Rezultă din cele de mai sus că o bună înțelegere a funcționării unui sistem muzical, o apreciere

corectă a caracteristicilor care descriu fidelitatea redării muzicii, o alcătuire corectă și o utilizare corespunzătoare a lui sînt posibile numai pentru cei care posedă un minim de cunoștințe din acustică, electricitate, electronică și electroacustică. (Electroacustica studiază traductoarele de semnal electric în semnal sonor și invers.) În plus, deoarece redarea muzicii este destinată delectării unui ascultător uman, sînt necesare și unele cunoștințe de psihofiziologia auzului. Toate aceste cunoștințe vor fi prezentate succint în momentul în care va fi nevoie de ele.

În continuarea Introducerii vom prezenta o serie de aspecte de interes în practica melomanilor care folosesc sisteme muzicale pentru ascultarea muzicii la domiciliu.

Discurile stereo și sistemele muzicale de înaltă fidelitate („Hi-Fi") au atins un asemenea nivel încît au făcut posibilă o redare mai bună a muzicii acasă decît însăși producerea ei în cele mai multe dintre sălile de concert, unde intervin condițiile particulare de acustică a sălii. De exemplu, cel care ascultă muzica la el acasă se așază întotdeauna în locul ideal și nu, să zicem, în locul din extrema dreaptă a rîndului 33 al unei săli cu o acustică imposibilă (săli care sînt destul de numeroase, din păcate!). Un sistem muzical de înaltă fidelitate permite reducerea substanțială a efectelor negative ale unei acustici nesatisfăcătoare a încăperii în care se ascultă muzica, prin reglajele de care dispune și printr-o așezare potrivită a difuzoarelor.

Evident, calitatea înaltă a înregistrărilor pe disc se datorește și posibilităților excepționale de care dispun studiourile în care se fac aceste înregistrări.

Un sistem muzical poate fi cumpărat ca atare sau alcătuit din părțile sale componente, prin interconectarea lor. În cazul al doilea este mai ușoară modernizarea lui pe măsură ce apar perfecționări ale diferitelor unități, fiindcă acestea pot fi înlocuite treptat, în funcție de exigențe, trebuințe și posibilități. Cazul al doilea ridică însă unele probleme, a căror rezolvare corectă condiționează obținerea satisfacțiilor dorite.

În primul rînd este necesar ca sistemul muzical să fie alcătuit, de la un capăt al lanțului de transmisie la celălalt, la un nivel calitativ cît mai uniform. În caz contrar, slaba calitate a uneia dintre unitățile componente reduce calitatea întregului sistem.

În al doilea rînd, dacă un sistem muzical de înaltă fidelitate funcționează nesatisfăcător, trebuie înlăturate cauzele probabile, scop în care posesorul lui este bine să se întrebe:

— În ce măsură intervine camera în care se ascultă în redarea necorespunzătoare a muzicii? Sînt de vină dimensiunile geometrice și absorbția pereților și mobilierului, rezonanțele, undele staționare etc., pentru faptul că sistemul sună mai rău decît ar trebui să sune? Fiindcă în camere cu plafon prea jos și cu o geometrie necorespunzătoare, în spații cu absorbții prea slabe sau prea puternice, un sistem de înaltă fidelitate nu va suna niciodată așa bine cum ar putea. Chiar dacă se folosesc egalizatoare, neajunsurile de acest fel pot fi în realitate numai parțial compensate.

— Sînt interconectate optim toate unitățile de înaltă fidelitate, în ceea ce privește cerințele caracteristicilor lor electrice (impedanțe de intrare și de ieșire, capacități, contacte electrice stabile, secțiunea conductorilor de legare a difuzoarelor și căile de propagare a brumului de rețea)? Orice brum, orice impedanță neadaptată corect și orice contact oxidat aduc în mod inevitabil prejudicii calității redării muzicii.

— Este capabil amplificatorul final, chiar la nivelele maxime ale intensității sonore, să furnizeze puterea necesară difuzoarelor fără să intre pentru scurt timp în limitare, astfel încît ascultătorul să perceapă distorsiuni inexplicabile?

— După ani de funcționare, mai produc părțile mecanice ale aparatelor de redare (picup, magnetofon, casetofon) numai oscilații imperceptibile ale înălțimii sunetelor? Sau prezintă uzuri, care au apărut în decursul timpului și nu au fost luate în seamă, dar se manifestă prin înrăutățirea audiției?

— Este într-adevăr reglat corect brațul picupului? Forța de apăsare are valoarea prescrisă? La înregistrare s-a folosit banda magnetică recomandată ca optimă de producătorul aparatului folosit? S-a uzat cumva acul picupului în decursul timpului? S-a uzat în așa măsură în decursul timpului capul magnetic al aparatului magnetic încît trebuie înlocuit cu unul nou?

Acestea sînt numai cîteva dintre cauzele mai frecvente care pot conduce la funcționarea necorespunzătoare a unui sistem muzical de înaltă fidelitate.

Dacă în ciuda înlăturării cauzelor menționate melomanul continuă să fie nemulțumit de calitatea redării și se gîndește la îmbunătățirea sistemului muzical pe care îl are, el trebuie să se gîndească atent la suma de bani pe care este dispus să o cheltuiască și la componentele sau unitățile cu care este cel mai potrivit să înceapă reechiparea sistemului. Cine ascultă de preferință discuri este indicat să se gîndească în primul rînd la procurarea unui picup mai bun. Cine însă — mai ales din motive de comoditate — ascultă cel mai des casete este justificat să dorească în primul rînd un casetofon mai bun. Iar cine ascultă foarte mult emisiunile radiodifuzate și este nemulțumit de calitatea radioreceptorului său trebuie să verifice mai întîi dacă antena folosită este în ordine și furnizează tensiunea de intrare necesară și numai apoi să se gîndească care dintre aparatele de radio superioare va da satisfacție în condițiile respective de recepție.

Un meloman mai priceput în problemele tehnice trebuie să fie în stare să reziste lozincilor la modă, fie că ele sînt citite în diferite reclame sau sînt auzite de la prieteni. Astfel de lozinci susțin de exemplu că un picup cu un mecanism de antrenare mai modern este cu siguranță mai bun; că un amplificator cu cuplaj direct asigură în mod necesar o redare superioară celei realizabile cu un amplificator tradițional cu cuplarea prin condensator a sarcinii; că folosirea a două motoare pentru acționarea casetofonului este mai bună decît folosirea unui singur motor; că un număr cît mai mare posibil de butoane de comandă indică un nivel tehnologic mai înalt al aparatului respectiv; că un factor de distorsiuni de 0,008% al unui amplificator arată că aparatul care îl conține va suna mai bine decît dacă se folosește un amplificator produs de o altă firmă și care are factorul de distorsiuni de 0,015 %.

Există o serie de motive care impun ca datele din prospecte să fie interpretate cu multă grijă, dacă vrem să obținem concluzii semnificative. În primul rînd, ele sînt determinate adeseori în condiții de măsurare diferite de la un producător la altul, fiind, ca urmare, greu sau chiar imposibil de comparat de către un nespecialist. În al doilea rînd, mulți producători combină în prospect date obținute în condiții diferite, optime pentru fiecare măsurare. În al treilea rînd, multe dintre aceste date sînt extrem de suspecte, fapt pentru care trebuie luate în considerare numai cu mari rezerve. În al patrulea rînd, chiar dacă sînt de încredere, multe date prezintă numai un interes mai degrabă academic decît practic. Astfel, dacă oscilațiile înălțimii sunetului produse de un picup sînt de 0,03% sau de 0,05% joacă în practică un rol la fel de neînsemnat ca și deosebirea dintre două amplificatoare al căror factor total de distorsiuni este 0,01 sau 0,008%. Unele caracteristici au valori atît de bune încît diferența dintre două asemenea valori nu mai contează, iar multe date spun prea puțin despre efectul unității respective asupra calității finale a redării sunetului către sistemul care o conține.

Acesta este în special cazul difuzoarelor și dozelor de picup. Astfel, se pot citi date despre caracteristica de frecvență, despre care se pretinde, de exemplu, că se întinde de la 25 Hz la 35 kHz (sau pentru doze chiar de la 3 Hz la 70 kHz), dar nu se poate citi nimic despre ceea ce influențează în mod concret calitatea sunetului.

lui redat de difuzor. O doză a cărei bandă de frecvențe depășește 45 kHz este grozavă (din acest punct de vedere), dar prin aceasta nu se dă absolut nici o informație despre cît de bine lucrează ea în zona decisivă a domeniului frecvențelor audio.

Din anii '70 încoace tehnica „Hi-Fi" a făcut progrese uriașe, începînd cu microfoanele și terminînd cu difuzoarele. Cu toate acestea, numai un nepriceput ar putea afirma că toate aparatele de înaltă fidelitate „sună" la fel de bine. Diferențele se datoresc nu numai deosebirilor oglindite în rezultatele măsurărilor obiective, efectuate cu ajutorul aparatelor de măsură, ci și aprecierii subiective a calității unui sistem audio, apreciere care își păstrează încă toate drepturile pe care le avea și pînă acum. Într-adevăr, o ureche educată muzical sesizează distorsionările sunetului mai exact și cu mai multă finețe decît multe aparate de măsură.

Dealtfel, în ciuda a ceea ce pot crede unii, obiectivarea completă a senzațiilor subiective resimțite la ascultarea muzicii nu va fi posibilă (din păcate?) vreodată. O cauză cu totul banală constă în faptul că muzicienii vor să obțină de la instrumentul la care cîntă sonoritățile cu totul speciale pe care și le reprezintă ei; ori, fiecare muzician are o imagine particulară, specifică, despre felul în care ar trebui să sune, de pildă, înregistrarea unei piese muzicale interpretate la un pian Bösendorfer sau Steinway. Pe de altă parte, inginerii de sunet, cu numeroasele lor microfoane și aparatura complexă de înregistrare de care dispun, care trebuie să „manipuleze" într-o anumită măsură culoarea timbrală și sonoritățile muzicii pe care o înregistrează, au și ei propriile lor imagini despre ceea ce vor să obțină. În plus, la transpunerea pe disc a înregistrării originale de pe banda magnetică pot apărea modificări de sonoritate care nu sînt întotdeauna insesizabile, lucru vizibil (auzibil!) dacă se compară imprimări ale aceleiași bucăți muzicale executate de diferite case de discuri. Chiar dacă se admite că aparatura electronică de înaltă fidelitate și anumite tipuri de doze de picup au atins un grad de fidelitate extrem de ridicat, difuzoarele și spațiile în care se ascultă înregistrările sînt încă foarte departe de perfecțiune.

Rezultă că năzuințele de perfecționare în continuare a aparaturii de înaltă fidelitate nu sînt superflue. Ele vizează în esență crearea condițiilor pentru satisfacții sporite ale melomanilor care folosesc sisteme muzicale. Actualmente, se pare că problemele principale sînt:

a) calitatea discurilor, care de multe ori nu a mai reușit să țină pasul cu stadiul atins de aparatura de înaltă fidelitate;

b) calitatea difuzoarelor, care pentru aproape totalitatea lor a rămas mult în urma nivelului de perfecțiune al tehnologiei înregistrărilor.

Subiectivitatea senzației sonore, care reprezintă totodată o anumită libertate a gustului individual, își va pierde justificarea abia atunci cînd va fi găsit difuzorul perfect.

Dintre ultimele perfecționări tehnice menționăm: micșorarea continuă a distorsiunilor amplificatoarelor electronice; îmbunătățirea caracteristicilor de frecvență ale casetofoanelor; micșorarea, în oarecare măsură, a oscilațiilor vitezei casetofoanelor; obținerea unor radioreceptoare superioare tehnologic programelor difuzate de stațiile de radio; micșorarea oscilațiilor vitezei picupurilor de bună calitate sub nivelul perturbațiilor produse de discul însuși; îmbunătățirea în asemenea măsură a calității casetelor încît se justifică pe deplin folosirea casetei „adecvate" pentru fiecare casetofon.

Alături de tehnicile tradiționale, analogice, de înregistrare și redare a sunetului, în ultimii ani pătrund rapid în practică tehnicile digitale. În figura 0.2 se prezintă schema metodei de bază utilizate pentru înregistrările digitale și redarea lor. Banda de frecvență a înregistrărilor analogice este cuprinsă între 20 Hz și 30 kHz, în timp ce pentru cele digitale se poate coborî pînă la curent continuu, dar există limitări peste 20 kHz datorită filtrelor trece jos de la intrare. Teoria arată că dacă

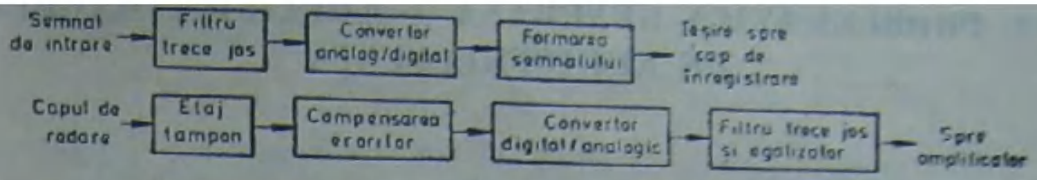


Fig. 0.2. Schemele bloc ale înregistrării digitale şi redării ei.

cea mai înaltă frecvenţă de intrare este sub jumătate din frecvenţa de eşantionare, semnalele pot fi restabilite perfect în forma lor originară. De aceea se introduce la intrare un filtru trece jos înainte de eşantionare, pentru tăierea unora dintre frecvenţele înalte. Dacă restricţiile de bandă ale filtrului nu sînt suficiente, se generează zgomot periferic.

Înregistrările analogice prezintă fişiitul de bandă caracteristic (prima înregistrare se face pe un magnetofon de studio) şi orice transfer pe alt suport conduce la degradarea semnalului. Înregistrările digitale nu sînt afectate de fişiitul benzii şi în general nu suferă degradări ale semnalului. În schimb, este mai uşor să se realizeze înregistrări analogice decît digitale.

La înregistrările digitale apare însă zgomotul de cuantizare. Prin procesul de cuantizare se aproximează fiecare valoare a semnalului prin cea mai apropiată valoare existentă într-un număr limitat de valori, fixate dinainte. (Diferenţa dintre două asemenea valori vecine se numeşte cuantă, de unde provine termenul de cuantizare.) Erorile introduse prin aceste aproximări se manifestă ca un zgomot numit de cuantizare. El poate fi micşorat prin creşterea numărului limitat de valori, echivalentă cu creşterea numărului de biţi de cuantizare (14—16 biţi).

Picupul audio digital a fost prezentat în anul 1981; el asigură „citirea" cu fasciculul laser a discului „compact" cu un diametru de 12 cm şi o durată de redare de circa o oră pe fiecare faţă. Spaţiul între două spire este de 1,6 μm, iar turaţia este de 500 rot/min la centru şi 200 rot/min la periferie.

Circuitele de detecţie şi corecţie a erorilor înlocuiesc tehnicile de filtrare analogice, astfel încît sistemul asigură semnale fără zgomot în gama dinamică a sălilor de concert. Răspunsul este plat de la 20 Hz la 20 kHz. Scara dinamică, raportul semnal/zgomot şi separarea canalelor sînt de peste 90 dB, atît cît trebuie să aibă un sunet de calitate. Spre comparaţie, cele mai bune înregistrări analogice au o gamă dinamică de cel mult 55 dB, un raport semnal/zgomot de 60 dB cînd sînt noi şi o separare a canalelor de 25—35 dB.

Preţul rămîne obstacolul principal în calea răspîndirii largi a echipamentelor audio digitale. Un alt obstacol îl constituie faptul că în domeniul discurilor audio digitale nu s-a putut ajunge la standardizare, existînd trei formate diferite; ponderea cea mai mare o deţine discul de 12 cm al firmei Philips.

Între timp au cîştigat o mare popularitate videocasetofoanele. Modelele de videocasetofoane Hi-Fi lansate pe plan mondial în anul 1983 au un sunet de calitate atît de bună încît încep să fie preferate magnetofoanelor.

Se poate afirma că tehnologiile digitale de mare precizie şi înaltă fidelitate se vor impune într-un cămin al viitorului, care va arăta cu totul altfel decît în prezent.

1. PROBLEMATICA GENERALĂ A AMPLIFICATOARELOR DE AUDIOFRECVENȚĂ

Am arătat în introducere că nucleul oricărui sistem muzical îl constituie amplificatorul de audiofrecvență, privit de obicei ca fiind alcătuit din două părți principale, preamplificatorul și amplificatorul de putere (vezi figura 0.1).

Menirea amplificatorului de audiofrecvență este de a prelucra semnalul dat de sursa de program audio astfel încît traductorul de ieșire să-l redea sub formă de unde sonore la performanțele dorite. Cerințele care trebuie satisfăcute pentru atingerea acestui scop, deosebit de numeroase, se întîlnesc de regulă descrise pe larg, dar pot fi concentrate în precizarea că un sistem muzical trebuie să transmită programul „... fără să piardă nimic și fără să adauge nimic". Deoarece din această precizare generală sînt greu de dedus proprietățile concrete ale amplificatorului, s-au definit caracteristicile pe care trebuie să le posede un aparat de audiofrecvență de înaltă fidelitate (HiFi).

Capitolul de față urmărește să prezinte cele mai importante dintre aceste caracteristici, după ce în prealabil se explică unele noțiuni de bază. De asemenea se prezintă pe scurt principiile amplificatoarelor de audiofrecvență și cîteva indicații practice referitoare la interconectarea unităților unui sistem muzical.

1.1. *NOȚIUNI DE BAZĂ*

Înainte de a trece la prezentarea caracteristicilor tehnice ale unui amplificator audio considerăm util să explicăm următoarele noțiuni de bază: nivel al unui semnal, distorsiuni și zgomot.

1.1.1. NIVEL ȘI MĂSURA LUI ÎN DECIBELI (dB)

Prin *nivel* al unei mărimi se înțelege raportul dintre valoarea mărimii și o altă valoare a aceleiași mărimi, aleasă ca referință. La amplificatoarele de audiofrecvență intervin nivele de puteri, tensiuni și curenți electrici.

Nivelul se exprimă fie prin raportul însuși, fie prin logaritmul raportului. În continuare prezentăm exprimarea logaritmică, deoarece este mai des folosită în practică datorită unor avantaje care decurg din proprietățile logaritmului și pe care le vom arăta mai jos.

Unitatea de măsură a nivelului exprimat logaritmic se numește *bel*, după numele coinventatorului telefonului *Graham Bell* (1847—1922), și se notează prescurtat cu litera majusculă B. În mod oarecum curios, definirea unității bel se face într-un fel pentru putere și în alt fel pentru tensiune și curent.

Nivelul (logaritmic) al unei valori P a puterii față de valoarea de referință P_{ref} se calculează cu formula

$$\text{Niv}_{P,B} =: \lg (P/P_{ref}), \tag{1.1}$$

unde prin $\text{Niv}_{P,B}$ am notat nivelul (logaritmic) corespunzător valorii P și exprimat în beli, semnul "$=:$" înseamnă „egal prin definiție sau prin notație" și „lg" este logaritmul în baza zece. Rezultă că nivelul este egal cu 1 B (un bel) cînd valoarea P este de 10 ori mai mare decît valoarea de referință (de exemplu $P_{ref} = 1$ mW și $P = 10$ mW, $P_{ref} = 10$ mW și $P = 100$ mW, $P_{ref} = 2{,}75$ W și $P = 27{,}5$W etc.). Mai rezultă că atunci cînd se dă nivelul corespunzător unei valori, fără însă a se preciza valoarea de referință în raport cu care s-a determinat, nu putem stabili ce valoare corespunde nivelului dat. Din acest motiv nivelul calculat pe baza formulei (1.1), în care P_{ref} este neprecizată, se mai numește și *nivel relativ*. (Situația este opusă în cazul *nivelului absolut*, despre care vom spune cîteva cuvinte la sfîrșitul acestei secțiuni.)

Întrucît s-a considerat că belul este o unitate incomod de mare, se folosește uzual submultiplul său zecimal *decibelul*, notat prescurtat dB (1 B = 10 dB). Nivelul unei valori a puterii este de 1 dB cînd raportul respectiv este aproximativ 1,26.

Din proprietățile funcției logaritm și formula (1.2) rezultă că fiecare *înmulțire* cu factorul 10 a nivelului ca raport corespunde *adunării* a 10 dB la măsura logaritmică a nivelului. Astfel, există corespondențele

$$1 \triangleq 0 \text{ dB}$$
$$10 \triangleq 10 \text{ dB}$$
$$100 \triangleq 20 \text{ dB}$$
$$1000 \triangleq 30 \text{ dB} \text{ ș.a.m.d.}$$

Nivelul corespunzător valorii unei puteri, exprimat în decibeli (dB), este egal cu de zece ori logaritmul în baza zece a raportului dintre acea valoare și valoarea de referință:

$$\text{Niv}_{P\,\text{dB}} =: 10 \lg (P/P_{ref}). \tag{1.2}$$

Tot din proprietățile funcției logaritm și formula (1.2) rezultă că pentru o valoare mai mică decît valoarea de referință (raport subunitar) măsura logaritmică a nivelului este *negativă* (figura 1.1).

Pentru stabilirea formulei de calcul a măsurii logaritmice în cazul nivelului unei tensiuni sau unui curent se pornește de la dependența pătratică dintre putere și tensiune, respectiv curent. Dacă R este valoarea rezistenței care consumă puterea de valoare P, iar V este valoarea căderii de tensiune pe rezistență și I este intensitatea curentului prin rezistență, sînt valabile relațiile $P = V^2/R = I^2R$. Acestea arată că la creșterea tensiunii și curentului de 10 ori, puterea crește de $10^2 = 100$ ori, adică nivelul puterii crește cu 20 dB. S-a convenit ca, pentru o rezistență de valoare dată, măsura logaritmică a nivelului să se aleagă astfel încît să ia aceeași valoare indiferent dacă se calculează pentru putere sau pentru tensiune și curent. În acest scop este necesar ca o creștere de 10 ori a valorilor tensiunii și curentului să corespundă unei creșteri cu 20 dB a nivelului lor (și nu cu 10 dB, ca la nivelul puterii), adică

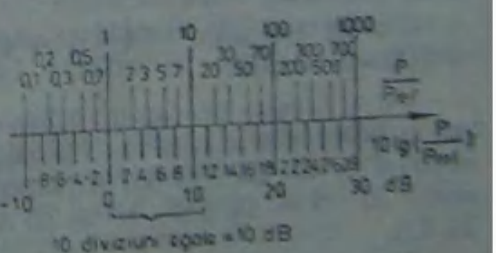


Fig. 1.1. Nivelul ca raport la scară logaritmică și măsura lui în dB la scară liniară.

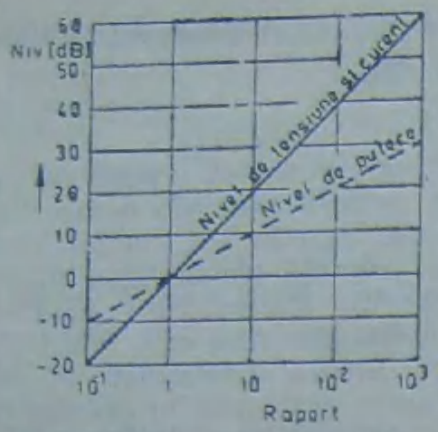


Fig. 1.2. Nivele logaritmice ale puterii, tensiunii și curentului în dB pentru valori ale raportului de la 1/10 la 1000/1.

în formulele pentru calculul nivelelor logaritmice ale tensiunii și curentului coeficientul din fața logaritmului să fie dublu față de cel din formula (1.2).

Pentru o aceeași valoare a raportului, nivelele logaritmice ale tensiunii și curentului sînt de două ori mai mari decît nivelul puterii:

$$\text{Niv}_{V,\,dB} = 20 \lg (V/V_{ref}). \quad (1.3)$$

$$\text{Niv}_{I,\,dB} = 20 \lg (I/I_{ref}). \quad (1.4)$$

În figura 1.2 este dată dependența dintre nivelul logaritmic și nivelul ca raport pentru putere, tensiune și curent, într-un domeniu de valori ale raportului care se întinde pe patru decade: de la 1/10 la 1000/1. (O *decadă* este intervalul cuprins între două valori aflate în raportul 10/1 sau 1/10.)

Cu nivelul curentului se lucrează rar deoarece curenții sînt greu de măsurat.

Întrucît amatorii folosesc în practică numai valori aproximative (rotunjite), ei nu au nevoie nici de formulele de mai sus, nici de tabele de logaritmi sau de decibeli. Trebuie numai să rețină două lucruri. Unul, că fiecare înmulțire cu 10 a raportului tensiunii corespunde unei creșteri cu 20 dB a nivelului ei logaritmic, adică:

$$1 \triangleq 0 \text{ dB}$$
$$10 \triangleq 20 \text{ dB}$$
$$100 \triangleq 40 \text{ dB}$$
$$1000 \triangleq 60 \text{ dB} \text{ ș.a.m.d.}$$

Al doilea, să țină minte cele mai importante valori în dB din decada 1/1 pînă la 10/1 (0 dB pînă la 20 dB). Acestea sînt (aproximativ):

$$1{,}5 \triangleq 3 \text{ dB}$$
$$2 \triangleq 6 \text{ dB}$$
$$3 \triangleq 10 \text{ dB}$$
$$5 \triangleq 14 \text{ dB}$$
$$10 \triangleq 20 \text{ dB}.$$

Așa cum am spus mai sus, nivelele logaritmice (deci valorile în dB) se adună în timp ce rapoartele corespunzătoare se înmulțesc (de exemplu 20 dB + 20 dB = = 40 dB; corespunzător $10 \cdot 10 = 100$).

Pentru a obține, de pildă, raportul corespunzător nivelului de 26 dB se exprimă acest nivel printr-o sumă: 26 dB = 20 dB + 6 dB. 20 dB $\triangleq$ 10; 6 dB $\triangleq$ 2; 26 dB $\triangleq$ $\triangleq 10 \cdot 2 = 20$.

Un alt exemplu: 54 dB $\triangleq$ 40 dB + 14 dB; 40 dB $\triangleq$ 100; 14 dB $\triangleq$ 5; 54 dB $\triangleq$ $\triangleq 100 \cdot 5 = 500$.

Un al treilea exemplu: aplicînd o tensiune de 0,1 V la intrarea unui preamplificator, se obține la ieșirea lui o tensiune de 5 V. Amplificarea în tensiune este deci $A_v = 5/0{,}1 = 50$. La cîți dB corespunde această amplificare? Se calculează astfel: $50 = 5 \cdot 10$; 5 $\triangleq$ 14 dB; 10 $\triangleq$ 20 dB; 14 + 20 = 34 dB. Amplificarea este egală cu 34 dB.

Ultimul exemplu sugerează că orice amplificare poate fi exprimată logaritmic, în dB. Într-adevăr, atît amplificarea de putere, cît și cele de tensiune și de curent ale unui amplificator sînt rapoarte între două valori ale unei aceleiași mărimi: valoarea

mărimii respective la ieşirea amplificatorului supra valoarea ei la intrarea amplificatorului. Interpretînd valoarea la intrare ca valoare de referinţă, regăsim tocmai definiţia *nivelului* dată mai sus. Pentru calculul în dB al amplificărilor de putere, tensiune şi curent sînt deci valabile respectiv formulele:

$$A_{p,\,dB} = 10 \lg A_p, \tag{1.5}$$

$$A_{v,\,dB} = 20 \lg A_v, \tag{1.6}$$

$$A_{i,\,dB} = 20 \lg A_i. \tag{1.7}$$

Amintim că orice amplificare exprimată în dB se mai numeşte şi cîştig.

Deoarece rapoartele prin care se definesc amplificările sînt în mod normal supraunitare, cîştigurile sînt pozitive. Dacă în anumite condiţii o amplificare scade sub valoarea 1 (ca raport) — de exemplu la o frecvenţă aflată mult în afara benzii amplificatorului (vezi răspunsul în frecvenţă în secţiunea 1.2.4) — cîştigul corespunzător devine negativ; în acest caz are loc de fapt o atenuare a semnalului şi nu o amplificare propriu-zisă.

Folosirea largă în practică a măsurii logaritmice pentru nivele şi, mai ales, pentru amplificări, se datoreşte faptului că ea prezintă cîteva avantaje importante faţă de folosirea rapoartelor respective. Unul dintre ele constă în „condensarea" unui domeniu foarte întins de valori, cum este de exemplu domeniul de valori ale unei amplificări de tensiune, care poate varia ca raport între 1 şi 1 000 000, într-un domeniu mult mai restrîns — în exemplul considerat între 0 şi 120 dB. Ori, valorile cu mai puţine ordine de mărime sînt mai uşor de interpretat şi de intuit.

Un alt avantaj, amintit şi mai sus, derivă din proprietăţile funcţiei logaritm de a face să corespundă înmulţirii (împărţirii) a două mărimi operaţia de adunare (scădere) a logaritmilor acelor mărimi. Ori, ultimele operaţii sînt mult mai simplu de efectuat (chiar şi mintal, mai ales că intervin numere mici, aşa cum am spus mai înainte) decît primele. Acest lucru este foarte util la determinarea amplificării totale a unui amplificator format din mai multe etaje amplificatoare conectate în cascadă: amplificarea totală în dB se obţine simplu prin adunarea amplificărilor în dB ale etajelor componente. Dacă intervin şi porţiuni de circuit care introduc o atenuare, valorile corespunzătoare în dB sînt negative, astfel încît de fapt se scad decibelii respectivi din suma totală.

În fine, în cazul amplificatoarelor de audiofrecvenţă, care au drept scop reproducerea sonoră a semnalului în difuzoare sau căşti, mai intervine un avantaj. Conform legii Weber-Fechner intensitatea senzaţiei auditive (tăria sunetului) creşte proporţional cu logaritmul intensităţii sonore, deci cu logaritmul puterii aplicate difuzoarelor sau căştilor. Dacă nivelul puterii se exprimă prin raportul respectiv, tăria sunetului creşte neliniar, logaritmic, cu puterea. Dacă însă nivelul puterii se exprimă în dB, tăria sunetului creşte liniar, proporţional, cu puterea, adică între cele două mărimi există o dependenţă mult mai simplă.

În toată discuţia de pînă aici ne-am referit la aşa-numitul *nivel relativ* al unei mărimi, care se calculează prin raportarea valorii ei la o valoare de referinţă oarecare, *neprecizată*. Din acest motiv, cunoscînd nivelul relativ al unei mărimi nu putem determina valoarea care îi corespunde.

Situaţia este opusă în cazul aşa-numitului *nivel absolut*, care se calculează prin raportare la o valoare de referinţă *precizată*, numită *valoare normală*. De cele mai multe ori se consideră că valoarea normală este $P_{ref} = 1$ mW şi este aplicată unei rezistenţe $R_{ref} = 600\Omega$. Rezultă valorile de referinţă pentru tensiune şi curent:

$$V_{ref} = \sqrt{P_{ref} R_{ref}} = \sqrt{10^{-3} \cdot 600} = 0{,}775 \text{ V},$$

$$I_{ref} = \sqrt{P_{ref}/R_{ref}} = \sqrt{10^{-3}/600} = 1{,}29 \text{ mA}.$$

Valoarea de referință normală pentru definirea nivelului absolut este puterea $P_{ref} = 1$ mW aplicată unei rezistențe $R_{ref} = 600\ \Omega$, deci cu $V_{ref} = 775$ mV și $I_{ref} = 1{,}29$ mA.

Precizarea faptului că nivelul care se calculează este un nivel absolut se face prin adăugarea unei litere la simbolul unității de măsură. Astfel, pentru puterea de referință de 1 mW se folosește prescurtarea dBm, cu semnificația „decibeli peste 1 mW". Cu această prescurtare și valorile de referință calculate mai sus rezultă formulele următoare (ultima este rar folosită):

$$\text{Niv}_{P,\,\text{dBm}} = 10 \lg \frac{P(\text{mW})}{1\ \text{mW}} = 10 \lg P\ (\text{mW}). \tag{1.8}$$

$$\text{Niv}_{V,\,\text{dBm}} = 20 \lg \frac{V(\text{mV})}{775\ \text{mV}}, \tag{1.9}$$

$$\text{Niv}_{I,\,\text{dBm}} = 20 \lg \frac{I(\text{mA})}{1{,}29\ \text{mA}}. \tag{1.10}$$

Analog, dacă se folosește puterea de referință de 1 W se utilizează prescurtarea dBW.

Atragem însă atenția că în literatura de specialitate, se întîlnesc și cazuri în care nivelele absolute sînt exprimate simplu în dB, fără altă specificare. Este atunci necesar să se verifice în textul respectiv care este valoarea de referință aleasă și numai apoi să se treacă la determinarea valorilor corespunzătoare ale mărimilor respective.

1.1.2. DISTORSIUNI

În mod ideal, semnalul aplicat la intrarea unui amplificator trebuie să fie transmis la ieșirea lui astfel încît să furnizeze o putere mai mare decît cea absorbită de la sursa de semnal, dar *cu păstrarea identică a formei semnalului*. Apropierea de condiția din urmă definește *fidelitatea* amplificatorului; cel mai mult se apropie de ea amplificatoarele de înaltă fidelitate (în limba engleză *high fidelity*, de unde prescurtarea de uz internațional „Hi-Fi" sau „HiFi").

Orice amplificator real modifică, măcar în mică măsură, forma semnalului pe care îl amplifică. (Un exemplu sugestiv este tăierea vîrfului unei tensiuni sinusoidale aplicate la intrare, dacă amplitudinea ei este mai mare decît cea pe care o permite montajul.) Deformările semnalului se numesc în tehnică *distorsiuni*.

În funcție de proprietățile de circuit care le produc, distorsiunile se împart în două clase mari: distorsiuni neliniare și distorsiuni de frecvență sau liniare.

În mod ideal, relația dintre semnalul, de exemplu tensiunea, de ieșire dintr-un amplificator și tensiunea aplicată la intrare trebuie să fie *liniară*, adică tensiunea de ieșire trebuie să varieze direct proporțional cu tensiunea de intrare. Abaterile de la liniaritate se numesc *neliniarități*, iar deformările care decurg pentru semnalul amplificat se numesc *distorsiuni neliniare* (mai exact, distorsiuni de neliniaritate).

În mod ideal, un amplificator trebuie să amplifice la fel de mult orice tensiune sinusoidală aplicată la intrare, indiferent de valoarea frecvenței ei. La un amplificator real amplificarea depinde însă întotdeauna de frecvența tensiunii sinusoidale, mai ales cînd frecvența ia o valoare foarte mică sau foarte mare. (Această proprietate este consecința prezenței în montaj a unor capacități, deoarece efectul lor în circuit — reactanța — depinde puternic de frecvență. Chiar dacă nu se introduc deliberat capacități, există întotdeauna așa-numitele capacități parazite ale componentelor: rezistențe, tranzistoare, fire de conexiuni, trasee de cablaj imprimat etc.)

Dacă în funcționarea amplificatoarelor de audiofrecvență la intrare s-ar aplica o tensiune sinusoidală (un ton „pur"), proprietatea amintită nu ar produce distorsionarea ei. Dar situația uzuală este alta: tensiunea aplicată la intrare are o formă mult mai complicată și, chiar într-un caz simplu, trebuie privită ca rezultînd prin adunarea *mai multor* tensiuni sinusoidale de *frecvențe diferite*. Pentru a înțelege cît mai clar felul în care influența frecvenței asupra amplificării produce distorsiuni, să presupunem că tensiunea de intrare are forma curbei *a* din figura 1.3. Ea se obține prin adunarea a două tensiuni sinusoidale (curbele *b* și *c* din aceeași figură) avînd amplitudinile în raportul 2 : 1 și frecvențele în raportul 1 : 3. Mai presupunem că amplificarea variază foarte mult tocmai în domeniul dintre cele două frecvențe, și anume are valoarea 1000 la frecvența mai mică și valoarea 10 la cealaltă frecvență. La ieșire cele două tensiuni au deci amplitudinile în raportul $(2 \cdot 1000) : (1 \cdot 10) = 200 : 1$, astfel că suma lor coincide practic cu prima sinusoidă. Semnalul este puternic distorsionat.

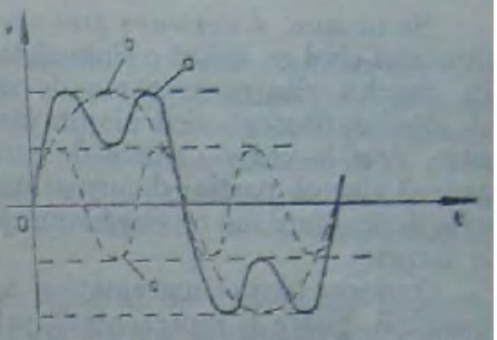


Fig. 1.3. Reprezentarea unei tensiuni (a) prin suma a două tensiuni sinusoidale de frecvențe diferite (b) și (c).

Distorsiunile produse de modificarea amplificării în funcție de frecvență se numesc *distorsiuni de frecvență* sau *distorsiuni liniare*. Ultima denumire scoate în evidență faptul că se produc chiar dacă amplificatorul este liniar.

De obicei distorsiunile de frecvență se precizează numai indirect, prin indicarea răspunsului în frecvență al amplificatorului (vezi paragraful 1.2. Caracteristici electrice ale amplificatoarelor de audiofrecvență).

Mult mai supărătoare decît distorsiunile de frecvență sînt distorsiunile neliniare. În timp ce primele reprezintă numai modificarea raportului dintre amplitudinile tensiunilor de diferite frecvențe, ultimele înseamnă apariția la ieșirea amplificatorului a unor tensiuni cu frecvențe inexistente la intrarea lui. Ele reduc inteligibilitatea, estompează coloritul și falsifică sau întunecă imaginea acustică a evenimentului redat de semnalul care se amplifică. De aceea, s-a încercat să se definească o măsură a distorsiunilor neliniare, a gradului de deformare a semnalului. Din nefericire, efectul subiectiv asupra ascultătorului depinde puternic de forma tensiunilor electrice aplicate la intrare, formă care variază foarte mult de la un moment la altul și în funcție de tipul semnalelor sonore din care provin tensiunile electrice: vorbire, muzică vocală, muzică instrumentală etc. Este practic imposibil să se definească o situație standard unică, reprezentativă pentru toate situațiile reale.

S-a ales atunci, într-o primă etapă istorică, cea mai simplă situație posibilă: aplicarea unei tensiuni sinusoidale la intrare. Evident, ea este foarte departe de orice situație reală întîlnită în funcționarea amplificatoarelor de audiofrecvență.

Pretențiile crescînd în timp, s-a ales apoi încă o situație, care se apropie mai mult de utilizarea reală a amplificatoarelor: aplicarea a două tensiuni sinusoidale la intrare, cu frecvențe diferite una de alta.

În fine, o a treia situație folosită astăzi constă în aplicarea tot a două tensiuni la intrare, însă numai una sinusoidală, iar cealaltă dreptunghiulară.

Distorsiunile neliniare specifice fiecăreia din cele trei situații se numesc în ordinea de mai sus, distorsiuni armonice, distorsiuni de intermodulație și distorsiuni tranzitorii de intermodulație.

În continuare încercăm să lămurim problema distorsiunilor armonice, deoarece ele sînt și astăzi cel mai des utilizate în descrierea performanțelor amplificatoarelor de audiofrecvență, după care prezentăm sumar celelalte două categorii de distorsiuni neliniare.

Se numesc *distorsiuni armonice* distorsiunile neliniare care apar la ieșirea amplificatorului cînd se aplică o singură tensiune sinusoidală la intrarea lui. Justificarea numelui rezultă din prezentarea de mai jos.

Neliniaritatea oricărui amplificator real (sesizabilă mai ales la etajele cu nivel mare, deci la etajele finale de putere) face ca tensiunea sinusoidală aplicată la intrare să ajungă parțial deformată la ieșire. Ea rămîne însă tot o tensiune care variază periodic în timp (se repetă identic cu ea însăși și are aceeași frecvență ca și tensiunea de intrare).

Conform teoriei matematice a lui Fourier, această tensiune, care nu mai este sinusoidală, poate fi reprezentată printr-o sumă de termeni sinusoidali plus un termen constant (de curent continuu), sumă numită serie Fourier. Tensiunile care formează termenii acestei sume se numesc componentele tensiunii de ieșire, iar componentele sinusoidale se numesc *armonice*. Cea mai joasă dintre frecvențele armonicelor este egală cu frecvența tensiunii de ieșire (și deci cu frecvența tensiunii de intrare), iar componenta corespunzătoare se numește *armonica fundamentală* (pe scurt, fundamentala). Celelalte componente sinusoidale se numesc *armonice superioare*. Dacă ar lipsi armonicele superioare, tensiunea de ieșire ar fi sinusoidală, deci de aceeași formă cu cea de intrare, și nu ar exista distorsiuni. Așadar, distorsiunile *armonice* înseamnă apariția la ieșire a *armonicelor* superioare ale tensiunii sinusoidale de intrare.

Raportul dintre frecvența oricărei armonice și frecvența fundamentalei este un număr întreg, numit *ordinul* armonicei respective. Astfel, dacă frecvența fundamentalei este 1 kHz, armonicele cu frecvențele de 1 kHz, 2 kHz și 3 kHz au respectiv ordinele 1 (fundamentala), 2 și 3. Ele se numesc pe scurt armonica întîi, a doua și a treia.

Pentru aprecierea cantitativă a distorsiunilor armonice este natural să se aleagă o măsură care să exprime importanța armonicelor superioare în raport cu întreaga valoare a tensiunii de ieșire. Această măsură se numește *factor de distorsiuni armonice k*.

Factorul de distorsiuni armonice k este egal cu raportul dintre valoarea eficace a sumei armonicelor superioare și valoarea eficace a sumei tuturor armonicelor. El se exprimă în procente (%).

$$k = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + \dots}}{\sqrt{V_1^2 + V_2^2 + V_3^2 + \dots}} \cdot 100\%, \qquad (1.11)$$

unde V_i este valoarea eficace a armonicei de ordinul i. În formula (1.11) pot fi înlocuite numeric fie valorile eficace, fie amplitudinile armonicelor.

În literatura de specialitate și în foile de catalog pot fi întîlnite, pe lîngă denumirea de factor de distorsiuni armonice, și alte denumiri folosite cu același înțeles: coeficient de distorsiuni armonice, distorsiuni armonice procentuale, distorsiuni armonice totale, distorsiuni armonice, distorsiuni neliniare sau de neliniaritate, factor sau coeficient de distorsiuni, distorsiuni. Probabil că, dintre toate, denumirea de distorsiuni armonice *totale* merită o explicație. Ea scoate în evidență faptul că factorul de distorsiuni armonice definit prin formula (1.11) include efectul *tuturor* armonicelor superioare. (În anumite cazuri prezintă interes definirea unor rapoarte *parțiale*, care iau în considerare numai cîte una dintre armonicele superioare.)

Notațiile folosite sînt și ele diferite. Cel mai des se întîlnește litera k (sau K), dar se folosesc și literele δ sau d. De asemenea se folosesc și prescurtările *THD* (*Total Harmonic Distortion* înseamnă în engleză distorsiuni armonice totale) și *P.H.D.* (*percent harmonic distortion* înseamnă în engleză distorsiuni armonice procentuale).

În mod tipic distorsiunile armonice apar la valori mari ale tensiunii. Există însă o neliniaritate a funcționării amplificatorului care se manifestă, dimpotrivă, la valori

apropiate de zero. Aceasta este specifică etajelor realizate cu două tranzistoare care lucrează în contratimp (push-pull). Trecerea prin zero a valorii tensiunii înseamnă aici trecerea de pe caracteristica de funcționare a unuia dintre tranzistoare pe caracteristica celuilalt tranzistor. Întrucît este imposibil ca cele două caracteristici să fie perfect în prelungire, adică racordarea dintre ele să se facă perfect rectiliniar, apar distorsiunile numite *de racordare* (cross-over). Unii producători le menționează distinct de distorsiunile armonice [30].

Pentru aprecierea fidelității unui amplificator factorul de distorsiuni armonice are însă o semnificație redusă, deoarece în folosirea obișnuită a amplificatoarelor de audiofrecvență la intrare se aplică simultan mai multe tensiuni sinusoidale, nu una singură. Or, în prezența a cel puțin două tensiuni sinusoidale aplicate la intrare, neliniaritățile amplificatorului fac să apară la ieșire nu numai armonice ale lor, ci și tensiuni cu frecvențe nearmonice (sume și diferențe de frecvențe). De exemplu, dacă la intrare există frecvențele f_1 și f_2, la ieșire se obțin armonicele superioare ale lor și o mulțime de alte frecvențe date de expresia

$$f = mf_1 \pm nf_2, \qquad (1.12)$$

unde $m, n = 1, 2, 3, \ldots$ S-a constatat că tensiunile cu aceste frecvențe sînt mult mai supărătoare decît armonicele superioare ale tensiunilor de intrare.

Pentru definirea și măsurarea distorsiunilor de acest tip se folosesc mai multe procedee, nici unul nefiind adoptat universal. Menționăm varianta în care se aplică la intrare două tensiuni avînd frecvențele mult diferite (cu cel puțin un ordin de mărime, dacă nu chiar două ordine de mărime) și amplitudinile în raportul 4 : 1; de exemplu cu frecvențele 250 Hz și 8 kHz. Datorită neliniarității amplificatorului, tensiunea de frecvență mai mare va apărea la ieșire modulată în amplitudine cu tensiunea de frecvență mai mică. Distorsiunile corespunzătoare se numesc *distorsiuni de intermodulație* și se definește ca factor de distorsiuni de intermodulație, IM, gradul de modulație în %, calculat ca la modulația în amplitudine.

Distorsiunile de intermodulație sînt importante mai ales pentru aprecierea fidelității aparatelor cu bandă magnetică, deoarece la frecvențe înalte, de exemplu 10 kHz, armonica a doua (și cu atît mai mult cele de ordin mai înalt) nu mai este transmisă, astfel încît factorul de distorsiuni armonice măsurat la această frecvență rezultă nul!

Din cauza aparaturii tehnice pretențioase care este necesară pentru determinarea factorului de distorsiuni de intermodulație (IM) utilizatorii sînt nevoiți să se mulțumească adesea numai cu factorul de distorsiuni armonice.

În ultimii ani s-a pus din ce în ce mai mult la îndoială utilitatea folosirii drept criterii de apreciere pentru amplificatoare a celor doi factori de distorsiuni descriși pînă aici. S-a constatat, de pildă, că amplificatoare de clasă înaltă, care aveau factorul de distorsiuni armonice $k = 0{,}01\%$ și factorul de distorsiuni de intermodulație $IM = 0{,}1\%$, prezentau totuși distorsiuni perceptibile. Ele se datorau răspunsului necorespunzător al amplificatoarelor respective la variațiile bruște de amplitudine ale tensiunii de intrare, adică unui regim tranzitoriu defectuos.

Într-adevăr, soluția adoptată pentru realizarea primelor amplificatoare cu factori de distorsiuni foarte mici implica apariția unor distorsiuni tranzitorii mari. Anume, se realiza o amplificare fără reacție foarte mare și se introducea o reacție negativă foarte puternică, prin care se corecta aproape complet neliniaritatea amplificatorului și se micșora amplificarea la valoarea necesară. S-a neglijat însă examinarea întîrzierii cu care se transmitea semnalul de la ieșire spre intrare, prin calea de reacție negativă. La apariția unui salt de tensiune de valoare mare, această întîrziere făcea ca în primele momente reacția negativă să lipsească și amplificatorul

să distorsioneze foarte puternic. Şi la aceste distorsiuni tranzitorii sînt mai supărătoare rezultatele de intermodulaţie decît armonicile superioare, iar distorsiunile respective se numesc *distorsiuni tranzitorii de intermodulaţie (TIM)*. Măsurarea lor este foarte dificilă şi încă nu s-a standardizat o metodică de măsurare. În prezent se foloseşte ca semnal de măsură combinaţia dintre o tensiune dreptunghiulară de joasă frecvenţă şi o tensiune sinusoidală de înaltă frecvenţă. Datorită neliniarităţii amplificatorului cele două tensiuni interferează şi la ieşire apar tensiuni de intermodulaţie, care se determină cu un analizor spectral.

Valorificarea efectivă a cunoştinţelor despre distorsiunile *TIM* reclamă o anumită fineţe de gîndire. De exemplu, s-ar părea că amplificatorul operaţional integrat 741 este foarte potrivit ca amplificator de audiofrecvenţă de semnal mic, fiindcă are factorul de distorsiuni armonice şi zgomotul foarte mici. Totuşi, din cauză că are distorsiuni *TIM* destul de mari nu se recomandă folosirea lui în acest scop.

Din discuţia de mai sus se poate trage următoarea concluzie garantată : în măsura posibilităţilor, în locul amplificatoarelor operaţionale compensate intern, cum este 741, se vor folosi variantele lor necompensate, cum este 748, şi se va tinde spre realizarea unei „benzi de putere" (vezi paragraful 1.2. Caracteristici electrice ale amplificatoarelor de audiofrecvenţă) de 100 kHz.

1.1.3. ZGOMOT

În afară de apariţia distorsiunilor, în orice amplificator au loc şi alte fenomene care împiedică realizarea unei audiţii ireproşabile. Datorită lor, la ieşire apare o tensiune diferită de zero chiar în absenţa tensiunii de intrare. Ea se numeşte *tensiune perturbatoare* sau de *zgomot*. (Dacă se aplică o tensiune la intrare, la ieşire apare valoarea amplificată a acesteia *însoţită* de tensiunea de zgomot.) Descriem pe scurt fenomenele perturbatoare şi exprimarea cantitativă a efectului lor.

La amplificatoarele alimentate de la reţeaua de c.a., printr-un redresor, perturbaţiile sînt de două feluri : brum şi zgomot (în sens restrîns). *Brumul* se aude ca un bîzîit şi constă dintr-o tensiune periodică avînd frecvenţa armonicei fundamentale egală cu frecvenţa reţelei (50 Hz) sau cu dublul ei (100 Hz), în funcţie de schema electrică a redresorului. El se datoreşte faptului că filtrarea tensiunii redresate, cu care se alimentează toate etajele amplificatorului, este întotdeauna imperfectă.

Zgomotul sună asemănător căderii unei ploi generale şi constă dintr-o tensiune neperiodică, ce are o variaţie neregulată, aleatoare (întîmplătoare). Ea poate fi privită ca fiind compusă din tensiuni sinusoidale avînd toate frecvenţele posibile (nu numai armonice). Sursele de zgomot dintr-un amplificator sînt rezistenţele şi tranzistoarele.

Orice rezistenţă produce o tensiune numită de *zgomot termic*. Cauza ei este mişcarea de agitaţie termică, aleatoare, a particulelor încărcate electric (electronii). Zgomotul termic creşte cu temperatura şi este nul numai la 0 K (zero absolut). Acest zgomot nu depinde de frecvenţă, adică este repartizat uniform în întreg domeniul de frecvenţă (fapt pentru care se numeşte zgomot alb). Ca urmare, tensiunea de zgomot termic este cu atît mai mare cu cît este mai mare banda de trecere a amplificatorului.

În orice tranzistor există trei surse de zgomot :

a) zgomotul termic al rezistenţelor regiunilor sale interne ;

b) zgomotul de alice, datorat faptului că trecerea curentului electric înseamnă trecerea unor cantităţi discontinue de sarcină electrică ; el este independent de frecvenţă şi creşte proporţional cu curentul ;

c) zgomotul de licărire, care variază invers proporțional cu frecvența (variază ca $1/f$) și este important numai la frecvențe pînă la 1 kHz.

Prin faptul că are maximul la frecvențe foarte joase, zgomotul de licărire este sursa principală de zgomot în amplificatoarele de corecție, unde se ridică puternic tocmai frecvențele joase.

Pentru amatori prezintă mai puțină importanță cauzele zgomotului decît cunoașterea punctului de funcționare al tranzistorului din primul etaj care asigură zgomotul minim (curentul de colector, rezistența sursei de semnal); informațiile respective se găsesc în foile de catalog ale tranzistoarelor.

În mod obșnuit, simplificat, se numește zgomot tot ceea ce se aude în difuzor în absența semnalului aplicat la intrarea amplificatorului. De aceea, în continuare vom numi tensiune de zgomot întreaga tensiune ce apare la ieșirea amplificatorului în absența tensiunii aplicate la intrare, adică vom cuprinde sub această denumire și tensiunea corespunzătoare brumului care însoțește tensiunea de alimentare.

Una dintre exprimările cantitative ale zgomotului unui amplificator de audiofrecvență constă în indicarea valorii (eficace) a *tensiunii de zgomot la ieșirea sa.* Întrucît componenta principală a zgomotului este zgomotul termic, iar acesta este repartizat uniform în funcție de frecvență, tensiunea de zgomot crește cu creșterea domeniului de frecvență în care este măsurată. (Puterea de zgomot crește proporțional cu domeniul de frecvență, iar tensiunea de zgomot, fiind proporțională cu rădăcina pătrată din putere, crește cu rădăcina pătrată a domeniului de frecvență.) Indicarea valorii tensiunii de zgomot trebuie deci însoțită de precizarea domeniului de frecvență în care s-a făcut măsurarea. În lipsa precizării, se presupune că domeniul este egal cu banda de frecvențe de trecere a amplificatorului la 3dB atenuare (vezi paragraful 1.2).

Tensiunea de zgomot la ieșire crește aproximativ proporțional și cu amplificarea de tensiune a amplificatorului. De aceea este necesară și precizarea valorii amplificării pentru care s-a executat măsurarea.

Informația completă arată deci, de pildă, astfel: un amplificator are tensiunea de zgomot la ieșire egală cu 230 μV, în domeniul de frecvențe $f = 10 - 10\,000$ Hz și la o amplificare de tensiune de $A_{v/dB} = 40$ dB. O indicație mai sumară este următoarea: amplificatorul monofonic de 70 W cu două ieșiri „CLUB 2000", produs de Întreprinderea Electronica Industrială din București, are tensiunea de zgomot la ieșire, cu potențiometrul de volum general pe poziția de maxim, egală cu 1,5 mV. (Evident, precizarea poziției potențiometrului înseamnă precizarea implicită a amplificării, chiar dacă valoarea ei numerică nu poate fi dedusă numai din această informație.)

Sensibilitatea urechii umane depinde însă de frecvența sunetului ascultat, fiind mai mare la frecvențe medii. Curbele de sensibilitate ale urechii umane, numite curbe izofonice (curbe de tărie egală) sau curbe Fletcher-Munson, exprimă cantitativ variația sensibilității cu frecvența (figura 1.4). Diferențele de nivel perceptibile depind și ele de frecvență, fiind de aproximativ 1 dB la nivele sub 30 foni și crescînd la 3 dB peste 40 foni. Prin urmare, neuniformități mici ale caracteristicii amplificării în funcție de frecvență sînt admisibile chiar pentru înalta fidelitate, fără a dăuna calității audiției.

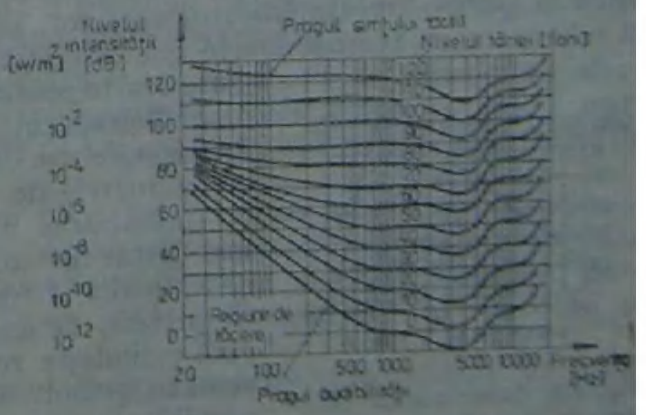


Fig. 1.4. Curbele izofonice Fletcher–Munson.

Dependența de frecvență a sensibilității urechii umane face ca senzația de tărie produsă de diferitele componente ale zgomotului să depindă nu numai de amplitudinea lor, ci și de frecvența lor. Simpla măsurare a tensiunii de zgomot nu reflectă deci efectul real produs de zgomot asupra omului. Pentru a corecta acest neajuns se recurge de obicei la o metodă de măsură care ponderează componentele zgomotului în funcție de frecvența lor, obținîndu-se tensiunea de zgomot ponderată. În acest scop se intercalează între ieșirea amplificatorului și voltmetru un filtru numit psofometric, al cărui răspuns în funcție de frecvență variază aproximativ invers curbelor izofonice (de obicei invers curbei de 70 foni). Dependența de frecvență a funcției de transfer a filtrului psofometric $K_{psf}(f)$, raportată la valoarea ei pentru frecvența de 1000 Hz, este dată în figura 1.5. Filtrul ponderează zgomotul astfel încît favorizează componetele lui cu frecvențe în domeniul sensibilității maxime a urechii față de componentele din domeniile de sensibilitate scăzută. Regiunea frecvențelor joase, în care tranzistoarele produc un zgomot apreciabil, este atenuată cu peste 40 dB, astfel încît valoarea tensiunii ponderate este întotdeauna mai bună (mai mică) decît valoarea tensiunii neponderate. Componentele brumului sînt și ele atenuate cu aproximativ 10 dB, ceea ce micșorează și mai mult valoarea tensiunii ponderate față de tensiunea neponderată.

Deoarece tensiunea de zgomot la ieșire crește cu amplificarea de tensiune, folosirea ei ca indice de calitate prezintă neajunsul că nu permite compararea directă a zgomotului unor amplificatoare care au amplificările de tensiune diferite. De aceea se folosește mai des un alt indice, numit tensiune echivalentă de zgomot la intrare.

Tensiunea echivalentă de zgomot la intrarea unui amplificator este tensiunea care ar trebui aplicată la intrarea lui, în ipoteza că în interiorul lui nu se produce zgomot, pentru a se obține tensiunea reală de zgomot la ieșire. Ea se obține prin împărțirea tensiunii de zgomot la ieșire cu valoarea amplificării de tensiune a amplificatorului respectiv. Fie, de exemplu, un amplificator cu tensiunea de zgomot la ieșire $V_{zg,\,ie,\,dBm} = -66$ dBm și amplificarea de tensiune $A_{v,\,dB} = 46$ dB. Dacă lucrăm logaritmic, în loc de împărțire facem scădere și obținem tensiunea echivalentă de zgomot la intrare $V_{zg,\,in,\,dBm} = V_{zg,\,ie,\,dBm} - A_{v,\,dB} = -66 - 46 = -112$ dBm. Pentru a o transforma în volți scriem întîi $-112 = -100 - 12$; apoi transformăm nivelul logaritmic absolut de -100 dBm în tensiune, știind că el înseamnă -100 dB sub valoarea de referință de 775 mV, adică -100 dBm $= 10^{-5} \cdot 775$ mV $= 7{,}75$ μV; în sfîrșit, 12 dB $=$ 2 · 6 dB, iar 6 dB $\doteq$ 2, deci micșorarea cu 12 dB înseamnă împărțirea valorii de mai sus cu 2 și încă o dată cu 2, adică cu 4 astfel încît $V_{zg,\,in} = 7{,}75\ \mu V : 4 \simeq 2\mu V$.

Datele din exemplul considerat corespund unei situații reale. Valoarea obținută pentru tensiunea echivalentă de zgomot la intrare este foarte bună (foarte mică) chiar și pentru un amplificator corector, fapt care arată că folosirea tranzistoarelor și schemelor cu zgomot foarte mic este justificată numai în cazul unor nivele de intrare foarte scăzute. Pe această bază, în amplificatoarele de audiofrecvență este suficient dacă se alege punctul de funcționare așa ca să minimizeze zgomotul numai pentru tranzistoarele de la intrare.

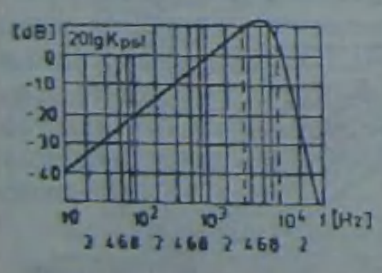


Fig. 1.5. Caracteristica funcției de transfer a filtrului psofometric în funcție de frecvență.

Ascultarea unui program audio este însă deranjată mai puțin de o anumită intensitate a zgomotului, decît de valoarea ei comparativ cu intensitatea semnalului util. Se preferă, de aceea, un alt mod de indicare a zgomotului, care oglindește relația dintre el și semnalul util: raportul semnal/zgomot. Se numește *raport semnal/zgomot* al unui amplificator raportul dintre tensiunea utilă de ieșire și tensiunea de zgomot la ieșire (egal cu raportul dintre tensiunea utilă la intrare și tensiunea echivalentă de zgo-

mot la intrare). În mod uzual se folosește exprimarea lui logaritmică, în dB. (Evident, se poate indica și raportul invers, zgomot/semnal, care are întotdeauna o valoare negativă în dB; el este însă rar întîlnit în foile de catalog.)

Astfel, un amplificator care furnizează la ieșire o tensiune utilă cu valoarea nominală de 10 V, iar în lipsa tensiunii de intrare are o tensiune de zgomot la ieșire de 0,1 V, are raportul semnal/zgomot egal cu $10 : 0{,}1 = 100 \doteq 40$ dB. Dacă în urma unor modificări constructive tensiunea de zgomot la ieșire scade la 0,05 V, adică la jumătate, raportul semnal/zgomot crește cu 6 dB, devenind 46 dB.

Pentru instalații electroacustice casnice obișnuite se cere o valoare de cel puțin 54 dB a raportului semnal/zgomot; pentru instalațiile de amatori se consideră suficientă o valoare de 60 dB și bună o valoare de 70 dB, care poate fi însă obținută numai printr-o realizare îngrijită a montajului. În studiourile radiodifuziunii se cer cel puțin 80 dB; în acest caz tensiunea de zgomot reprezintă cel mult o zecime de miime din tensiunea utilă nominală.

Raportul semnal/zgomot mai este util și pentru estimarea gamei dinamice a unui amplificator, fiind aproximativ egal cu ea. Se numește *gamă dinamică* raportul dintre valoarea maximă și cea minimă a intensității sunetului, exprimat logaritmic (în dB). De obicei el se înlocuiește însă prin raportul dintre valoarea maximă și cea minimă a tensiunii furnizate de amplificatorul audio. Valoarea maximă se ia egală cu valoarea nominală, iar valoarea minimă este determinată de tensiunea de zgomot. Admițindu-se că valoarea minimă care mai poate fi distinsă la ascultarea în difuzor este egală cu tensiunea de zgomot, rezultă egalitatea gamei dinamice cu raportul semnal/zgomot.

Am menționat mai înainte că puterea de zgomot și deci pătratul tensiunii de zgomot cresc proporțional cu domeniul de frecvență în care se face măsurarea. Se numește *densitate spectrală a puterii de zgomot* puterea de zgomot raportată la unitatea de frecvență, adică la 1 Hz. Analog se definește densitatea spectrală a pătratului tensiunii de zgomot. Unii producători de amplificatoare audio dau și curbele de variație a densității spectrale în funcție de frecvență. De pildă, în [30] se dă curba de variație cu frecvența *a densității spectrale a tensiunii de zgomot* la intrare (și nu a pătratului ei), densitate care se exprimă deci în unități de tensiune supra radical din unitatea de frecvență, fiind de ordinul a $10\ \text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$.

Pentru micșorarea perturbațiilor produse în interiorul amplificatoarelor de audiofrecvență se recomandă acordarea unei atenții speciale etajului de intrare în amplificatoare, deoarece tensiunile perturbatoare ivite aici sînt amplificate de toate etajele care urmează.

În vederea micșorării tensiunii de brum se pornește de la cele trei cauze principale ale producerii ei: filtrarea insuficientă a tensiunii de alimentare, formarea unor cuplaje parazite prin cablajul de masă și inducțiile electromagnetice.

Principalele procedee de filtrare suplimentară a tensiunii de alimentare sînt:

— conectarea unuia sau mai multor condensatoare electrolitice de valori mari (400μF—200μF) între traseul legat la borna (+) și cel legat la borna (—) ale sursei de alimentare;

— introducerea unuia sau mai multor filtre RC trece jos pe traseele de alimentare ale etajului de intrare (sau ale primelor două etaje); un astfel de filtru este format dintr-o rezistență de valoare cuprinsă între sute de ohmi și cîțiva kiloohmi, înseriată pe traseu, și un condensator legat între capătul dinspre etaj al rezistenței și masă.

Procedeele care împiedică formarea unor cuplaje parazite prin cablajul de masă sînt:

— evitarea străbaterii de către curenții de ieșire a unor porțiuni din circuitul de intrare;

— stabilirea unor puncte separate de legare la masă pentru semnal și pentru alimentare (separarea masei de semnal de masa de „forță" [30]);
— conectarea conductorului de masă într-un singur punct al șasiului.

În vederea micșorării tensiunii de zgomot (în sens restrîns) se iau următoarele măsuri principale:
— folosirea în primul etaj al amplificatorului a unor rezistențe cu zgomot termic mic;
— folosirea în circuitul de intrare a unor tranzistoare cu zgomot mic și polarizarea lor în punctul static de funcționare cu zgomot minim.

1.2. *CARACTERISTICI ELECTRICE ALE AMPLIFICATOARELOR DE AUDIOFRECVENȚĂ*

În literatura de specialitate se întîlnesc un număr foarte mare de caracteristici folosite pentru descrierea proprietăților electrice ale amplificatoarelor de audiofrecvență. În primele secțiuni ale acestui paragraf prezentăm caracteristicile mai importante și mai des întîlnite în cataloage sau prospecte.

Într-o secțiune următoare enumerăm o serie de caracteristici suplimentare, indicînd succint semnificația lor.

În ultimele două secțiuni dăm cîteva indicații referitoare la măsurarea caracteristicilor electrice ale amplificatoarelor de audiofrecvență, respectiv la cerințele și problemele specifice amplificatoarelor de înaltă fidelitate (Hi-Fi).

1.2.1. PUTEREA DE IEȘIRE P_0

Valoarea puterii de ieșire necesare pentru sonorizarea unei încăperi de locuit reprezintă o problemă foarte controversată. Astfel, în funcție de volumul încăperii, o putere de ieșire de 2 pînă la 6 wați este suficientă pentru a realiza intensități sonore relativ ridicate (nivelul presiunii sonore de 94 dB). Totuși, aceasta reprezintă numai valoarea medie, care va fi mult depășită în cazul redării muzicii, deoarece ea prezintă impulsuri de intensitate mult mai mare decît valoarea medie. Pentru a face față acestor impulsuri, puterea de ieșire a amplificatorului trebuie să fie de 50 pînă la 100 W (unii autori recomandă chiar 150 pînă la 200 W!). Este adevărat însă că, pentru redarea intensităților sonore normale, un amplificator de 100 W nu va furniza o putere mai mare decît unul de 20 W. El are numai avantajul unei rezerve mai mari de putere.

Mai trebuie să reamintim aici faptul că senzația sonoră variază logaritmic cu intensitatea sonoră, astfel încît creșterea puterii amplificatorului de la 4 W la 20 W, deci cu 16 W, va produce aceeași creștere a senzației sonore ca și creșterea puterii de la 20 W la 100 W, adică cu 80 W, deoarece raportul în care crește puterea în cele două cazuri este același: $20/4 = 100/20 = 5$. Mai mult decît atît, o dublare sau o înjumătățire a puterii produce o variație a intensității sonore de abia perceptibilă!

Există mai multe moduri de a defini puterea de ieșire a unui amplificator de audiofrecvență. Le redăm în continuare pe cele mai des folosite în practică.

Puterea sinusoidală de ieșire (mai exact puterea de ieșire pentru un semnal sinusoidal de durată) este puterea de ieșire pe care o poate livra amplificatorul cînd i se aplică la intrare un semnal sinusoidal; amplificatorul trebuie să fie capabil să livreze această putere în mod continuu timp de cel puțin 10 minute.

Puterea muzicală de ieșire este puterea pe care o poate livra numai un timp scurt amplificatorul.

Puterea muzicală este de 1,3 pînă la de 2 ori mai mare decît puterea sinusoidală, dar este prea puțin potrivită pentru definirea calității unui amplificator, așa cum vom arăta imediat. De altfel, cele două puteri diferă numai în cazul alimentării etajului de ieșire de la o sursă nestabilizată.

Definiția puterii muzicale este legată de alimentarea etajului de ieșire de la o sursă nestabilizată și de prezența pauzelor, care sînt inerente oricărui program muzical. În timpul pauzei, consumul etajului de ieșire de la sursa de alimentare este foarte mic și condensatoarele electrolitice de la ieșirea ei se încarcă pînă la valoarea de vîrf a tensiunii redresate. După pauză etajul de ieșire este deci alimentat cu o tensiune mai mare și poate livra, pentru un timp scurt, o putere mai mare decît puterea sinusoidală. (Conform definiției sale, puterea sinusoidală trebuie livrată un timp lung, timp în care condensatoarele electrolitice nu mai rămîn încărcate la tensiunea maximă.) Din păcate, impulsurile de putere din programele muzicale nu apar numai după pauze, astfel încît puterea care poate fi realmente livrată la transmisia muzicii de-abiadacă este cu puțin mai mare decît puterea sinusoidală.

Valoarea puterii de vîrf efectiv livrate de un amplificator la transmisia programelor muzicale depinde deci de tipul muzicii și numai rareori se ridică la nivelul numit putere muzicală. De aceea, pentru o comparare corectă și exactă a amplificatoarelor de audiofrecvență trebuie folosită puterea sinusoidală de ieșire. În continuarea discuției de față ne referim numai la această putere.

La un amplificator dat, puterea care se obține la ieșire este determinată de amplitudinea tensiunii aplicate la intrare, poziția în care este fixat reglajul volumului și valoarea rezistenței de sarcină R_s.

Prin creșterea amplitudinii tensiunii aplicate la intrarea unui amplificator dat crește amplitudinea tensiunii de la ieșirea lui și, de la o anumită valoare în sus, cresc mult distorsiunile neliniare. Fixînd valoarea maximă admisă pentru coeficientul de distorsiuni neliniare k, rezultă o limită superioară pentru amplitudinea tensiunii de ieșire. Dacă se precizează valoarea rezistenței de sarcină R_s, acestei limite îi corespunde o limită superioară a puterii de ieșire livrabile de amplificator ($P_0 = 1/2V_0^2/R_s$). Așadar, indicarea puterii de ieșire a unui amplificator de audiofrecvență trebuie să fie însoțită de precizarea valorilor corespunzătoare ale rezistenței de sarcină R_s și coeficientului de distorsiuni neliniare k.

La amplificatoarele integrate trebuie precizată în plus valoarea corespunzătoare a tensiunii de alimentare, deoarece ele pot lucra într-un domeniu de valori ale acesteia, iar amplitudinea tensiunii de ieșire de la care crește mult coeficientul k depinde de tensiunea de alimentare.

Unii producători indică puterea nominală de ieșire. Se numește *putere nominală de ieșire* puterea de ieșire livrabilă la valoarea nominală a factorului de distorsiuni neliniare. În acest caz, alături de puterea de ieșire se precizează numai valoarea sarcinii R_s, iar valoarea nominală a coeficientului k este dată într-o rubrică separată. Un exemplu este amplificatorul CLUB 2000, produs de Intreprinderea Electronica Industrială din București, la care se indică:

— Putere nominală de ieșire . . . . . (W/ohm) . . . min. 35/4 (numitorul reprezintă valoarea sarcinii R_s);

— Distorsiuni armonice . . . . . (%) . . . . max. 0,5

La amplificatoarele audio integrate, de un tip dat, performanțele electrice variază destul de mult de la un exemplar la altul. În foile de catalog se indică de aceea una sau mai multe dintre următoarele valori pentru puterea de ieșire: valoarea minimă, valoarea tipică și valoarea maximă. Valoarea minimă este valoarea realizabilă în mod garantat chiar și cu exemplarul cel mai puțin reușit din punctul

de vedere al puterii de ieșire. Valoarea maximă este valoarea la care se poate spera numai în cazul cel mai favorabil.

În încheiere amintim că puterea de ieșire se întîlnește și sub denumirile de *putere utilă* sau *putere pe (în) sarcină*.

1.2.2. SENSIBILITATEA

Prin sensibilitatea unui amplificator audio se înțelege valoarea tensiunii de intrare (sinusoidale) necesare pentru obținerea unei anumite valori a puterii de ieșire. Adeseori producătorii indică valoarea nominală a tensiunii de intrare.

Tensiunea de intrare nominală este tensiunea de intrare necesară pentru obținerea puterii de ieșire nominale.

Observație. Se presupune că reglajul de volum este rotit în poziția de maxim, adică amplificarea este reglată la valoarea ei maximă.

Sensibilitatea necesară pentru un amplificator audio este determinată de traductorul folosit la intrare. De exemplu, pentru o doză piezoelectrică ea trebuie să fie de 250 mV, iar pentru una magnetică, de 5 mV.

1.2.3. FACTORUL DE DISTORSIUNI ARMONICE

Definiția factorului de distorsiuni armonice k a fost dată în secțiunea 1.1.2. prin relația (1.11). Presupunînd că distorsiunile de racordare (vezi secțiunea 1.1.2.) sînt practic inexistente, factorul k crește cu creșterea tensiunii de ieșire. De aceea, indicarea valorii lui trebuie însoțită de precizarea valorii tensiunii de ieșire la care a fost măsurat. De regulă, aceasta se face indirect, prin precizarea valorilor puterii de ieșire și rezistenței de sarcină ($V_{0\,ef} = \sqrt{P_0 R_s}$).

Factorul de distorsiuni nominal este factorul stabilit de producător. El determină puterea de ieșire nominală a unui amplificator audio.

Factorul de distorsiuni crește lent cu tensiunea de ieșire pînă la o anumită valoare critică a ei, peste care crește extrem de rapid. Pentru ilustrare, în figura 1.6 este dată curba de variație a distorsiunilor armonice tipice în funcție de puterea în sarcină, la amplificatorul audio integrat TCA 150, produs de I.P.R.S. Băneasa [30].

Factorul k depinde și de frecvență, fiind de regulă minim la frecvențele medii. În figura 1.7 sînt date curbele de variație a distorsiunilor în funcție de frecvență

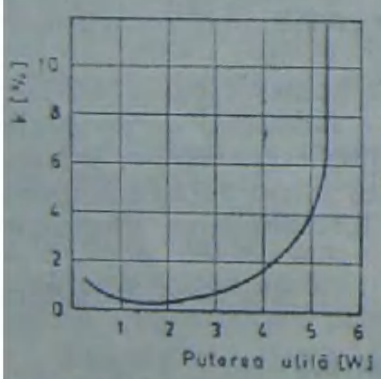
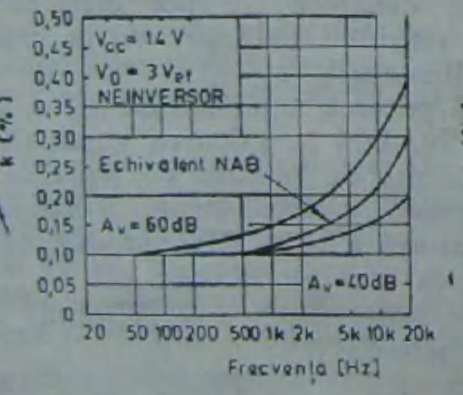


Fig. 1.6. Variația distorsiunilor armonice tipice în funcție de puterea în sarcină, la amplificatorul audio integrat de 5 W, TCA 150 ($V_+ = 14$ V; $R_s = 4\ \Omega$; $f = 1$ kHz).



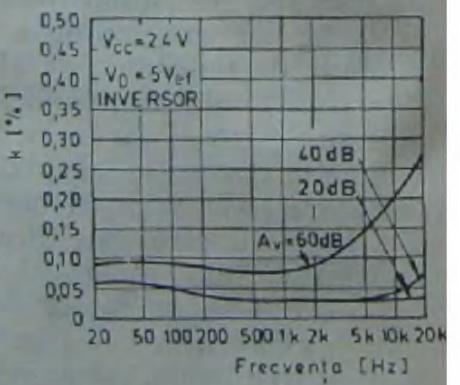


Fig. 1.7. Curba distorsiunilor armonice în funcție de frecvență, la preamplificatorul dual integrat ȚM 387.

pentru preamplificatorul dual βM 387, produs de I.P.R.S. Băneasa, la folosirea în montaj neinversor, respectiv în montaj inversor [30].

Amplificatoarele audio de bună calitate au factorul de distorsiuni nominal mai mic de 1%, la cele de medie calitate el atinge 3 pînă la 4%, iar la etajele finale ale radioreceptoarelor de radiodifuziune el poate ajunge chiar la 10%. Valori peste 10% sînt nesatisfăcătoare chiar şi pentru uzul casnic obişnuit.

1.2.4. RĂSPUNSUL ÎN FRECVENŢĂ

Am arătat în secţiunea 1.1.2 că amplificarea oricărui amplificator audio variază în funcţie de frecvenţa semnalului sinusoidal aplicat la intrarea sa. Am mai arătat că, întrucît orice semnal muzical reprezintă o combinaţie de mai multe sinusoide, de frecvenţe diferite, variaţia amplificării cu frecvenţa conduce la apariţia distorsiunilor numite liniare sau de frecvenţă. Spre deosebire de distorsiunile armonice, care se exprimă cantitativ prin factorul de distorsiuni k, în locul utilizării unui factor de distorsiuni liniare se preferă indicarea anumitor proprietăţi ale răspunsului în frecvenţă al amplificatorului.

Se numeşte *caracteristică de frecvenţă* (complet: caracteristică amplitudine-frecvenţă) a unui amplificator reprezentarea grafică a variaţiei amplitudinii tensiunii lui de ieşire în funcţie de frecvenţa unei tensiuni sinusoidale de intrare.

Pentru ridicarea caracteristicii de frecvenţă se reglează în trepte frecvenţa tensiunii sinusoidale aplicate la intrare şi se menţine constantă amplitudinea ei.

Cu ajutorul caracteristicii de frecvenţă se determină banda de trecere a unui amplificator.

Se numeşte *bandă de trecere* (complet: bandă de frecvenţe de trecere) a unui amplificator audio domeniul de frecvenţe în interiorul căruia tensiunea de ieşire diferă cu cel mult ± 3 dB faţă de valoarea măsurată la 1 kHz. (În loc de frecvenţe de trecere se mai spune şi frecvenţe reproduse sau transmise.)

Observaţie. De multe ori caracteristica de frecvenţă se reprezintă normat, prin împărţirea tensiunii de ieşire cu valoarea ei la 1 kHz. Un exemplu de acest fel este arătat în figura 1.8. (Pe axa ordonatelor apare aici puterea de ieşire P_0 în locul tensiunii de ieşire V_0; exprimate în dB faţă de valoarea corespunzătoare la 1 kHz, pentru o rezistenţă de sarcină fixată, aceste două mărimi sînt egale între ele — vezi secţiunea 1.1.1.)

Graniţa inferioară a benzii de trecere se numeşte *frecvenţă limită inferioară* f_L (indicele este iniţiala cuvîntului englezesc *low* — de jos, inferior); graniţa superioară se numeşte *frecvenţă limită superioară* f_H (*high* — înalt, în limba engleză). Determinarea frecvenţelor limită se face folosind o tensiune de intrare sinusoidală avînd amplitudinea constantă şi cu 10 dB mai mică decît tensiunea de intrare nominală. Se variază în trepte frecvenţa generatorului audio aplicat la intrare şi se măsoară tensiunea de ieşire corespunzătoare.

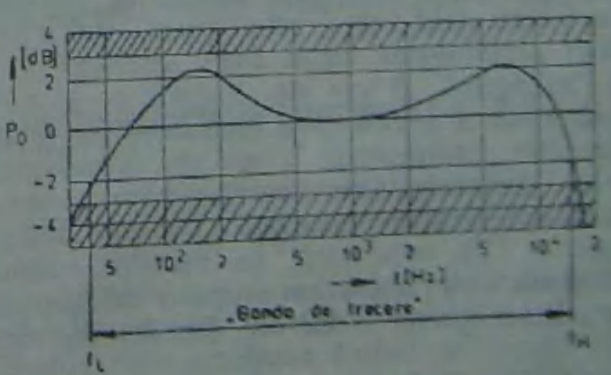


Fig. 1.8. Caracteristica de frecvenţă şi banda de trecere a unui amplificator audio.

Banda de trecere se foloseşte nu numai în cazul amplificatorului audio, ci şi la traductoarele de intrare şi de ieşire (microfoane, difuzoare etc.). Astfel, dacă un microfon are banda de trecere cuprinsă între 100 Hz şi 10 kHz, înseam-

nă că (pentru o aceeași intensitate sonoră la toate frecvențele) tensiunea lui de ieșire, la orice frecvență cuprinsă între 100 Hz și 10 kHz, va fi mai mare sau mai mică cu cel mult 3 dB decît valoarea măsurată la frecvența de referință de 1 kHz. Dacă aceasta este, de exemplu, de 1 mV, tensiunea de ieșire nu va crește peste 1,5 mV și nu va scădea sub $1/1{,}5 = 0{,}7$ mV la nici o frecvență din banda de trecere, deoarece 3 dB $\doteq$ 1,5/1.

Dacă ne referim la nivelul puterii în loc de nivelul tensiunii, conform definiției măsurii logaritmice (secțiunea 1.1.1.) este valabilă relația 3 dB $\doteq$ 2/1 ; în interiorul benzii de trecere puterea poate crește cel mult la dublu sau poate scădea cel mult la jumătate din valoarea ei la 1 kHz.

Observații. 1) Uneori sub denumirea de caracteristică de frecvență în foile de catalog se indică de fapt banda de trecere (frecvențele ei limită). De exemplu, la amplificatorul CLUB 2000, produs de Întreprinderea de Electronică Industrială din București, se indică:

„Caracteristica de frecvență ... (Hz) ..... 40 ÷ 16000"

2) Cînd nu se precizează atenuarea la capetele benzii de trecere (frecvențele limită superioară și inferioară), se subînțelege că ea este de 3 dB. În cazul unor pretenții de fidelitate mai ridicate, se poate indica o bandă de frecvențe pentru o atenuare mai mică la capetele benzii, specificîndu-se însă în mod obligatoriu valoarea atenuării (1 dB, 0,5 dB etc.).

În afara benzii de trecere definite mai sus, în practică sînt folosite încă două noțiuni: banda pentru cîștig unitar și banda de putere. *Banda pentru cîștig unitar* este domeniul de frecvențe la granițele căruia amplificarea devine egală cu unitatea, adică amplificatorul nu mai amplifică (tensiunea de ieșire este egală cu cea de intrare). În catalogul [30] este indicată pentru preamplificatoarele βM 381, 382 și 387 o bandă pentru cîștig unitar egală cu 15 MHz.

Un alt mod de a defini calitatea răspunsului în frecvență al unui amplificator audio constă în precizarea benzii de putere. Este vorba aici de obținerea la ieșire a unei puteri mari, la care factorul de distorsiuni armonice atinge fie valoarea maximă permisă, fie valoarea lui nominală.

Banda de putere a unui amplificator audio este domeniul de frecvențe în interiorul căruia, la un factor de distorsiuni k constant, puterea de ieșire variază cu cel mult 3 dB față de valoarea la 1 kHz.

Pentru menținerea constantă a factorului de distorsiuni la ieșire, la determinarea benzii de putere trebuie variată amplitudinea tensiunii aplicate la intrare.

Unii producători definesc banda de putere (sau răspunsul la semnal mare) prin precizarea diferenței dintre valoarea maximă și cea minimă ale tensiunii de ieșire, la frecvența de 1 kHz. De exemplu, catalogul de mai sus indică pentru preamplificatoarele deja citate banda de putere „la 20 V_{v-v}", unde specificarea „$v-v$" înseamnă diferența dintre vîrful maxim și cel minim ale tensiunii de ieșire.

1.2.5. RAPORTUL SEMNAL/ZGOMOT

Zgomotul componentelor active și pasive de circuit, brumul tensiunii de alimentare și alte perturbații produc la ieșirea unui amplificator audio tensiunea de zgomot. În sens larg, se numește tensiune de zgomot la ieșirea amplificatorului tensiunea de ieșire care apare în absența aplicării unei tensiuni utile la intrarea sa. În secțiunea 1.1.3 am descris cauzele principale de zgomot și am arătat că, de obicei, se indică tensiunea de zgomot ponderată în funcție de frecvență, astfel încît să se țină seama de variația sensibilității urechii umane cu frecvența sunetului ascultat.

Tensiunea utilă maximă realizabilă la ieşire este tensiunea de ieşire nominală; ea este limitată de graniţa superioară admisă pentru factorul de distorsiuni — factorul de distorsiuni nominal. Raportul dintre tensiunea nominală de ieşire şi tensiunea (ponderată) de zgomot la ieşire se numeşte raport semnal/zgomot al amplificatorului. El se exprimă logaritmic, conform relaţiei

$$\text{raportul semnal/zgomot} = 20 \log \frac{V_{0\,nom}}{V_{zg\,0}} \text{ [dB]} \qquad (1.13)$$

Valoarea raportului semnal/zgomot al unui amplificator audio de calitate trebuie să fie mai mare de 60 dB. (Raportul tensiunilor mai mare decît 1000.)

În loc de raportul semnal/zgomot se indică uneori *tensiunea (totală) echivalentă de zgomot la intrarea* amplificatorului. Ea este egală cu tensiunea de zgomot la ieşirea amplificatorului împărţită cu valoarea amplificării de tensiune a amplificatorului respectiv. Aşa procedează I.P.R.S. Băneasa pentru preamplificatoarele de zgomot mic. De exemplu, tensiunea totală echivalentă de zgomot la intrarea circuitului βM 382, pentru rezistenţa de sarcină $R_s = 600\ \Omega$, în banda de frecvenţe cuprinsă între 100 Hz şi 10 kHz (aproximativ 10 kHz), la o amplificare de 60 dB, este de 0,8 V_{ef}. În alte cazuri se indică simultan şi tensiunea de zgomot la ieşire, pentru un tip particular de configuraţie de utilizare. De exemplu, tensiunea de zgomot la ieşirea preamplificatorului βM 387 AN, folosit într-un circuit cu reacţie corector de tip NAB[1], pentru amplificare de 40 dB, este de 230 μV_{ef}.

Pentru aceleaşi preamplificatoare producătorul dă şi curbele de variaţie a densităţii spectrale a tensiunii de zgomot la intrare şi a curentului de zgomot la intrare în funcţie de fecvenţă, exprimată în $nV/\sqrt{Hz}$, respectiv în $pA/\sqrt{Hz}$. De exemplu, la βM 382, tensiunea echivalentă de zgomot la intrare, într-o bandă de 900 Hz, centrată pe frecvenţa de 2 kHz, este egală cu $(9\ nV/\sqrt{Hz}) \cdot \sqrt{900\ Hz} = 0{,}270\ \mu V$.

În încheiere amintim că I.P.R.S. Băneasa produce circuite integrate specializate de audiofrecvenţă (preamplificatoare) de zgomot mic, avînd indicativele βM 381; 381 A; βM 382; βM 387 N; 387 AN.

1.2.6. GAMA DINAMICĂ

Prin *gama dinamică* (pe scurt *dinamica*) a unui eveniment sonor se înţelege raportul dintre intensitatea sonoră maximă şi cea minimă, exprimat în decibeli.

Gama dinamică a unei discuţii obişnuite este de 15 dB, a zgomotului dintr-un birou de 30 dB, a unei orchestre mici, de 60 dB, iar a unei orchestre mari, de 75 dB.

Orice sistem electroacustic (sau o parte a lui) are anumite limite între care poate fi folosit pentru reproducerea sunetului. De exemplu, dacă la un amplificator audio tensiunile utile sînt mai mici decît tensiunea de zgomot, ele vor fi „acoperite" de zgomot şi nu vor mai putea fi percepute. Dacă tensiunile utile sînt mai mari decît tensiunea maximă permisă (tensiunea nominală), ele vor fi distorsionate puternic. Prin urmare, la o instalaţie dată există un prag inferior sub care zgomotul devine supărător şi un prag superior peste care semnalul este distorsionat mai mult decît admisibil.

Pentru orice sistem electroacustic (sau o parte a lui) se defineşte *gama dinamică* prin raportul dintre tensiunea maximă şi cea minimă pe care le poate transmite. Acest raport se exprimă în dB.

---

[1] NAB — *National Association of Broadcasters* — Asociaţia Naţională a Radiodifuzorilor (SUA).

Întrucît tensiunea maximă permisă este tensiunea nominală, iar cea minimă este considerată aproximativ egală cu tensiunea de zgomot, gama dinamică a unui amplificator audio este aproximativ egală cu raportul semnal/zgomot definit prin relația (1.13).

Într-o încăpere de locuit nivelul normal al zgomotului este de 40 dB și intensitatea sonoră maximă tolerabilă este de circa 85 dB (acestea sînt nivele absolute, raportate la valoarea de referință — 0 dB — egală cu 20 μPa, unde Pa = Pascal). Rezultă o gamă dinamică utilizabilă în aceste condiții de 85 — 40 = 45 dB. Pentru comparație menționăm cîteva valori ale gamelor dinamice realizabile: radiodifuziunea cu modulație de frecvență (MF) — 50 dB, discuri cu microșanț — 52 dB, magnetofon HiFi — 56 dB, magnetofon profesional (magnetofon de studio) — 60 dB, amplificator audio — 65 dB.

1.2.7. ATENUAREA DIAFONIEI

În orice instalație care cuprinde mai multe canale de transmisie a semnalului apare în mod nedorit o influență reciprocă între canale: o parte din puterea transmisă printr-un canal pătrunde și în celelalte canale, perturbîndu-le. Așa se întîmplă și în cazul amplificatoarelor audio stereo între canalul stîng și cel drept.

Se numește *diafonie* fenomenul pătrunderii în celelalte canale a semnalului transmis printr-un canal.

În mod ideal ar trebui să existe o separare totală între canale. Gradul de separare real a două canale se măsoară prin mărimea numită atenuarea diafoniei. Ea se poate defini atît prin raport de puteri, cît și prin raport de tensiuni.

Dacă din puterea P_1 transmisă prin canalul perturbator pătrunde o putere P_2 în canalul perturbat, *atenuarea diafoniei (în putere)* se definește prin raportul logaritmic dintre ele:

$$a_{D,\ P/dB} = : 10 \log (P_1/P_2). \qquad (1.14$$

Dacă tensiunea V_1 transmisă prin canalul perturbator produce o tensiune V_2 în canalul perturbat, *atenuarea diafoniei (în tensiune)* se definește prin expresia

$$a_{D,\ V/dB} = : 20 \log (V_1/V_2). \qquad (1.15$$

Atenuarea diafoniei depinde de frecvența semnalului transmis. De aceea, indicarea valorii ei trebuie însoțită de precizarea domeniului de frecvență pentru care este valabilă sau în care a fost măsurată.

Determinarea experimentală a atenuării diafoniei la un amplificator stereo se face în modul următor. Se aplică tensiunea nominală de intrare la unul singur dintre canale, la ieșirea lui obținîndu-se tensiunea nominală de ieșire, V_1. La ieșirea celuilalt canal (perturbat) se măsoară tensiunea V_2. Cele două valori se înlocuiesc în relația (1.15).

În mod analog se definește atenuarea diafoniei și pentru dozele stereo, folosite la picupurile stereo. Valorile uzuale în practică sînt cuprinse între 20 și 26 dB și sînt suficiente pentru o senzație stereofonică ireproșabilă. Atenuarea diafoniei dozei folosite este dealtfel determinantă pentru separarea canalelor sistemului muzical în ansamblu, deoarece la amplificatoarele audio se obțin fără dificultăți atenuări ale diafoniei mai mari (30 pînă la 40 dB).

1.2.8. IMPEDANȚELE DE INTRARE ȘI DE IEȘIRE

Orice amplificator (și orice etaj amplificator) prezintă o impedanță de intrare și o impedanță de ieșire.

Se numește impedanță de intrare Z_i a unui amplificator audio impedanța măsurată la bornele lui de intrare pentru semnale de audiofrecvență. În domeniul frecvențelor medii din banda de trecere ea este de obicei rezistivă (R_i).

Se numește impedanță de ieșire Z_0 a unui amplificator audio impedanța măsurată la bornele lui de ieșire pentru semnale de audiofrecvență, în condițiile în care sursa de semnal este conectată la intrarea lui dar are tensiune nulă. În domeniul frecvențelor medii din banda de trecere ea este de obicei rezistivă (R_0).

Impedanțele de intrare și de ieșire au importanță la legarea între ele a diferitelor aparate; între impedanța de ieșire a unuia și impedanța de intrare a celui care urmează trebuie să existe o anumită relație. Astfel, impedanța de intrare a unui preamplificator trebuie să fie mai mare decît impedanța de ieșire a traductorului care constituie sursa de program (microfon, doză, cap de magnetofon). Numai așa se poate evita atenuarea importantă a tensiunii furnizate de traductor.

La preamplificatoarele care au primul etaj realizat cu tranzistor cu efect de cîmp (TEC) rezistența de intrare este aproximativ egală cu rezistența echivalentă a circuitului de polarizare a porții (grilei) TEC. Dacă etajul de intrare este realizat cu tranzistor bipolar în conexiunea EC, rezistența de intrare este aproximativ egală cu rezistența diferențială de intrare a tranzistorului, care este de ordinul a cîțiva kiloohmi. Pentru obținerea unei rezistențe mai mari se folosește conexiunea CC — repetorul pe emitor —, eventual în combinație cu configurația numită bootstrap (urmărire de potențial) — vezi secțiunea 1.3.2.

Impedanța de ieșire prezintă o importanță deosebită în cazul etajului final al amplificatorului, care comandă difuzorul. Pentru obținerea unui transfer maxim de putere de la amplificator la difuzor, impedanța de ieșire a primului ar trebui să fie complex conjugată cu impedanța celui de al doilea (să aibă părțile reale egale și părțile imaginare de semne opuse). Pentru a asigura un regim tranzitoriu cît mai scurt, cu oscilații cît mai amortizate, impedanța de ieșire a amplificatorului ar trebui să fie cît mai mică. Folosirea principiului reacției negative (vezi secțiunea 1.3.2) permite obținerea unei impedanțe de ieșire de valoarea necesară.

1.2.9. ALTE CARACTERISTICI

Enumerăm în continuare o serie de alte caracteristici electrice ale amplificatoarelor audio, însoțite, acolo unde este cazul, de explicații sau definiții succinte.

Amplificarea de tensiune este raportul dintre tensiunea utilă de ieșire și tensiunea utilă aplicată la intrare. Ea poate fi exprimată atît prin raportul însuși, cît și logaritmic, în decibeli. În ultimul caz se folosește uneori denumirea de *cîștig*.

Excursia tensiunii de ieșire (sau *excursia de tensiune la ieșire*) este diferența dintre valoarea maximă și cea minimă ale tensiunii instantanee de ieșire. Uneori se adaugă precizarea „vîrf la vîrf" sau indicele „$v-v$" la simbolul unității de măsură: V_{v-v}.

Factorul de atenuare se calculează din rezistența de ieșire la bornele de legare a difuzorului și rezistența nominală de sarcină:

$$\textit{factorul de atenuare} = R_i/R_0 \tag{1.16}$$

Pentru determinarea rezistenței de ieșire se măsoară tensiunea de ieșire în gol ($V_{0\,gol}$) și tensiunea de ieșire pe sarcina nominală (V_0). Se obține

$$R_0 = R_s \cdot \frac{V_{0\,gol} - V_0}{V_0} \tag{1.17}$$

Măsurarea trebuie făcută la trei frecvențe diferite, 40 Hz, 1 kHz, și 12,5 kHz.

Factorul de atenuare este o măsură a atenuării semnalului indus de difuzor în circuitul de ieșire al amplificatorului. Bobina mobilă a unui difuzor se comportă la semnale de tip impuls ca o inductivitate, adică, datorită autoinducției sale, la aplicarea unui impuls răspunde cu un impuls negativ. Acest răspuns se aude lămurit în difuzor și reprezintă o modificare a semnalului originar.

Dacă rezistența de ieșire a amplificatorului este foarte mică, tensiunea indusă de bobina mobilă este practic scurtcircuitată. Așadar, cu cît este mai mare factorul de atenuare al unui amplificator, cu atît vor fi atenuate mai mult aceste vîrfuri de tensiune.

Pentru o incintă acustică modernă este necesar un factor de atenuare cel puțin egal cu 3, iar pentru difuzare montate pe panou, de ordinul cîtorva zeci pînă la 100. Prin folosirea reacției negative se obține ușor valoarea de 100. Din păcate, ea nu poate fi total valorificată pentru îmbunătățirea proprietăților dinamice ale difuzoarelor, deoarece între ieșirea amplificatorului și difuzoare mai apar, în diferite forme, rezistențe relativ mari (de exemplu, fișa de interconectare are rezistența de ordinul a 0,1 ohmi). O rezistență importantă prezintă adeseori și cablul de difuzor, datorită dimensionării la o secțiune prea mică. Chiar la puteri de ieșire de 20 pînă la 50 W, secțiunea cablului trebuie să fie de cel puțin 1,5 mm².

Cea mai mare impedanță se găsește astăzi în interiorul boxelor cu mai multe căi (sisteme de difuzoare cu mai multe căi), care s-au răspîndit foarte mult. Ea se datorește inductanțelor filtrelor de separare a căilor. Acest neajuns reprezintă un argument important în favoarea boxelor active (vezi paragraful 5.5).

În amplificatoarele audio moderne se folosește întotdeauna reacția negativă (vezi secțiunea 1.3.2). Ea îmbunătățește o serie de performanțe ale amplificatoarelor, dar micșorează amplificarea. La amplificatoarele audio integrate, valoarea (gradul) reacției se stabilește prin adăugarea unor componente în exteriorul capsulei și, în funcție de acestea, rezultă și amplificarea cu reacție. În foile de catalog se indică amplificarea de tensiune fie pentru un anumit grad de reacție, fie în absența totală a reacției. În ultimul caz *amplificarea* se numește *fără reacție* sau *cu bucla (de reacție) deschisă*.

În fine, amplificatoarele audio (integrate sau discrete) mai pot avea încorporate o serie de circuite cu funcții speciale: de corecție a caracteristicii de frecvență a anumitor traductoare de intrare, de corecție pentru așa-numitul reglaj de volum compensat fiziologic, de compensare a răspunsului în frecvență (limitarea benzii de trecere, care la amplificatoarele integrate fără reacție este mai mare decît necesară), de protecție contra scurtcircuitului la ieșire, de protecție termică (protecție contra încălzirii excesive).

1.2.10. MĂSURAREA CARACTERISTICILOR ELECTRICE ALE AMPLIFICATOARELOR AUDIO

Aprecierea calității unui amplificator audio se face pe baza caracteristicilor sale electrice, furnizate de producător. Atît specificarea lor, cît și măsurarea lor se fac pentru anumite condiții de funcționare. Astfel, o serie de caracteristici se de-

finesc pentru *condițiile nominale* de funcționare, în care următoarele mărimi trebuie să aibă valori egale cu cele nominale: tensiunea de alimentare, tensiunea și rezistența de ieșire ale traductorului de intrare, impedanța de sarcină, tensiunea de ieșire. În plus, reglajele de tonalitate trebuie fixate în poziția pentru răspuns liniar cu frecvența. În condiții nominale se determină: puterea de ieșire nominală, sensibilitatea, raportul semnal/zgomot, factorul de distorsiuni armonice, atenuarea diafoniei.

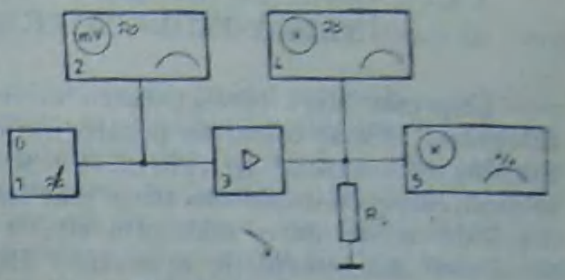


Fig. 1.9. Schema bloc simplificată pentru măsurarea unor caracteristici ale amplificatoarelor audio: 1 — generator audio; 2 — milivoltmetru; 3 — amplificatorul supus măsurării; 4 — voltmetru; 5 — distorsiometru.

Alte caracteristici se definesc pentru *condiții normale* de funcționare. Aceste condiții sînt identice cu cele nominale, cu o singură excepție: tensiunea de intrare este cu 10 dB mai mică decît valoarea ei nominală. În condiții normale se determină: impedanțele de intrare și de ieșire, amplificarea de tensiune, caracteristica de frecvență.

Pentru ambele tipuri de condiții *frecvența de măsură standardizată este 1 kHz.*

În figura 1.9 este dată schema bloc simplificată pentru măsurarea unor caracteristici ale amplificatoarelor audio. Impedanța difuzorului este simulată de o rezistență ohmică de aceeași valoare. Reglajul volumului trebuie fixat în poziția de maxim la toate măsurările.

Un instrument deosebit de util, care servește la măsurarea sau indicarea nivelelor tensiunii de audiofrecvență în diferite puncte ale unui amplificator audio, este *indicatorul de nivel.* El poate fi un voltmetru de audiofrecvență, caz în care permite citirea efectivă a nivelului (în volți sau în decibeli), sau un simplu dispozitiv indicator, de exemplu cu un șir de LED-uri care se aprind pe rînd în funcție de nivel. Necesitatea lui este evidentă pentru aparatele cu bandă magnetică și pupitrele de mixare, dar el este util și pentru a verifica dacă toate etajele amplificatoare lucrează în domeniul nivelelor lor optime, de respectarea cărora depinde menținerea la minimum a distorsiunilor și zgomotului întregului amplificator.

După comportarea lor în timp, indicatoarele de nivel se împart în indicatoare de volum (VU-metre, de la Volume Unit — unitate de volum în limba engleză) și indicatoare de vîrf. Un VU-metru arată valoarea medie în timp a semnalului audio, pe cînd un indicator de vîrf trebuie să arate toate vîrfurile de semnal și, pentru a fi văzute, trebuie să le memoreze un timp dat. Constantele de timp tipice sînt: pentru frontul crescător 10 ms și pentru cel căzător 1 pînă la 3 s la indicatorul de vîrf, 300 ms pentru ambele fronturi la VU-metru (figura 1.10).

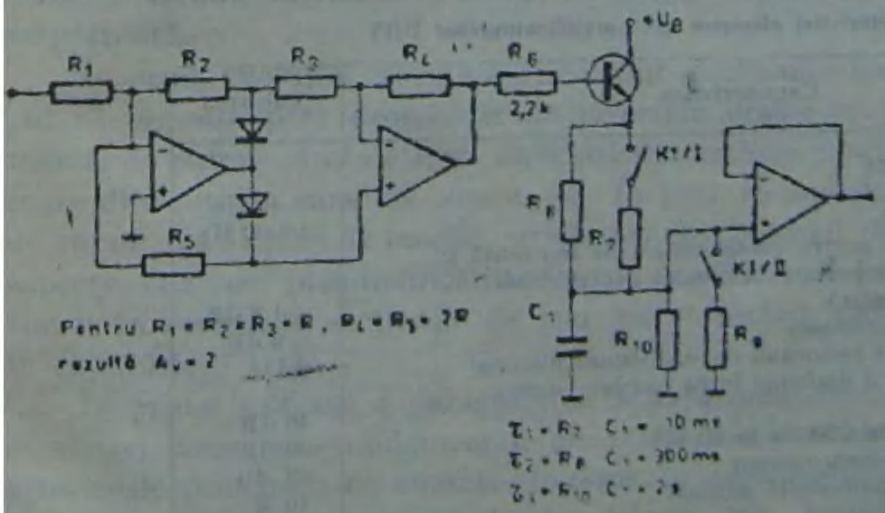


Fig. 1.10. Indicator de nivel de vîrf — VU-metru.

Pentru circuitul de indicare sau afișare există cele mai variate posibilități. De pildă, se poate folosi un șir de comparatoare care comandă un șir de LED-uri, sau se poate folosi un circuit integrat pentru comanda LED-urilor.

1.2.11. CERINȚE REFERITOARE LA AMPLIFICATOARELE AUDIO DE ÎNALTĂ FIDELITATE (HiFi)

Expresia HiFi (prescurtarea cuvintelor englezești *high fidelity*) înseamnă „înaltă fidelitate". Ea se folosește pentru indicarea unei înalte calități a sistemelor muzicale folosite de amatori. În tabelul 1.1 sînt date valorile numerice pe care trebuie să le aibă caracteristicile electrice mai importante ale amplificatoarelor audio HiFi. În afară de aceste date, adăugăm cîteva observații utile pentru cumpărătorul, realizatorul sau utilizatorul de aparatură HiFi.

În primul rînd, caracteristica de frecvență a circuitului de corecție trebuie să fie cît mai liniară în întreg domeniul de frecvențe dintre 20 Hz și 20 kHz. La aparatele de cea mai înaltă clasă abaterile maxime sînt în prezent de ±0,2 dB. Este de folos și un filtru infrasonic, cu caracteristica de frecvență abruptă, pentru a tăia zgomotul de origine mecanică de frecvențe mai mici decît 20 Hz, fără însă a influența caracteristica de frecvență peste 20 Hz.

La intrarea unui amplificator foarte sensibil (sensibilitatea de 1 mV sau mai puțin) trebuie să se conecteze numai traductoare de intrare care nu furnizează semnale prea mari, lăsînd întotdeauna o anumită rezervă de semnal pentru siguranță. În cazul opus, al unui amplificator mai puțin sensibil, nu se va conecta la intrarea lui un traductor care dă o tensiune prea mică, fiindcă prin rotirea spre maxim a reglajului de volum se înrăutățește raportul semnal/zgomot.

Factorul de distorsiuni armonice este, evident, cu atît mai bun cu cît este mai mic. În privința valorii date în prospecte, trebuie întotdeauna să se verifice pentru ce nivel (de tensiune sau putere) a fost determinat, deoarece se întîmplă des ca nivelul de referință să fie necorespunzător utilizării practice a amplificatorului respectiv.

Pentru raportul semnal/zgomot al amplificatoarelor este valabilă următoarea regulă. În cazul intrărilor de nivel scăzut el trebuie să fie de cel puțin 60 dB, iar în cazul intrărilor de nivel ridicat, cu cel puțin 15 pînă la 20 dB mai mare. În orice caz, dacă un amplificator de putere, la intrarea căruia nu se aplică semnal util, produce un zgomot auzibil de la distanța normală de ascultare față de difuzoare, el nu merită să fie considerat de vîrf.

Orice amplificator trebuie să fie stabil din punct de vedere termic și să nu producă un zgomot mai mare cînd este încălzit mai puternic. Dealtfel, unele am-

Tabelul 1.1.

Caracteristici electrice ale amplificatoarelor HiFi

Caracteristica	Valoarea
Banda de frecvențe	
limita inferioară	40 Hz
limita superioară	16000 Hz
Toleranțele admise pentru caracteristica de frecvență în banda de trecere, raportate la nivelul pentru 1 kHz	
pentru intrare liniară	±1,5 dB
pentru intrare corectoare	±2 dB
Valoarea maximă a factorului de distorsiuni nominal	0,5%
Atenuarea minimă a diafoniei între canalele stereo	
la 1 kHz	40 dB
în domeniul de la 250 Hz la 10 kHz	30 dB
Raportul minim semnal/zgomot	63 dB
Puterea de ieșire sinusoidală minimă	10 W

plificatoare de putere „sună" mai bine după o oră de funcționare, timp în care s-au încălzit puternic.

Puterea de ieșire a etajului final trebuie să fie calculată ținînd seama în mod rezonabil de randamentul difuzoarelor. În plus, acest etaj trebuie să dispună de rezerve suficiente de putere pentru orice situație posibilă, astfel încît să poată prelucra corect impulsurile de scurtă durată și să evite intrarea în limitare. Dacă etajul final dispune de o putere mult mai mare decît cea cerută de difuzor, este bine să se protejeze difuzorul cu o siguranță semirapidă, intercalată între etajul final și boxe. Cine dorește să protejeze difuzorul de orice supraîncărcare, va folosi însă o siguranță rapidă. Desigur, în acest caz se poate întîmpla ca siguranța să acționeze (să se topească) deja la anumite impulsuri puternice, deși difuzorul ar mai fi făcut față.

În cazul picupurilor, lucrul cel mai important este să se aleagă o doză potrivită cu brațul picupului, astfel încît frecvența de rezonanță a combinației să se afle în domeniul optim, adică între 8 și 12 Hz. Aici își au originea toate problemele de redare distorsionată, și nu în amplificatorul audio!

1.3. *PRINCIPIILE AMPLIFICATOARELOR DE AUDIOFRECVENȚĂ*

Amplificatoarele audio care se realizează în prezent folosesc proprietățile de amplificare ale tranzistoarelor de diferite tipuri, discrete sau integrate. În esență, principiile pe care se bazează funcționarea lor nu diferă de principiile celorlalte categorii de amplificatoare electronice. Ținînd seama de acest fapt și de destinația lucrării de față, care se adresează amatorilor electroniști ce au depășit faza de începători, în cele ce urmează ne vom limita la reamintirea unor noțiuni de bază despre amplificatoarele electronice, punînd accentul pe cele care joacă un rol important în amplificatoarele audio.

Se obișnuiește să se considere că orice amplificator audio este alcătuit din două părți, preamplificatorul și amplificatorul de putere, conectate în această ordine între intrare (ieșirea sursei de program) și ieșire (bornele difuzoarelor). Rolurile lor sînt diferite. Preamplificatorul realizează o amplificare de tensiune de valoare ridicată, iar amplificatorul de putere realizează o amplificare importantă a curentului. (Reamintim că *orice* amplificator realizează o amplificare de putere.) Denumirea de amplificator „de putere" trebuie înțeleasă în sensul că el este capabil să furnizeze o putere de ieșire importantă.

În urma evoluției recente a circuitelor electronice discrete și integrate, au început să se estompeze deosebirile de principiu dintre preamplificatoare și amplificatoarele de putere. Ambele sînt alcătuite din aceleași tipuri de circuite, ca: amplificatoare diferențiale, surse de curent etc. În plus, în ambele se folosesc aceleași tehnici de circuit, ca: tipuri de reacție, urmărirea de potențial (bootstrap) etc. Toate aceste aspecte comune preamplificatoarelor și amplificatoarelor de putere vor fi trecute sumar în revistă în secțiunile de mai jos; aspectele specifice sînt tratate respectiv în capitolele 3 și 4.

În prima secțiune a paragrafului de față reamintim proprietățile principale ale celor trei conexiuni fundamentale ale tranzistoarelor. În secțiunea a doua descriem structurile principale de circuite folosite în amplificatoarele audio. În secțiunea a treia trece în revistă clasele de funcționare ale amplificatoarelor, iar în ultima secțiune enumerăm principalele tipuri de amplificatoare audio.

1.3.1. CONEXIUNILE TRANZISTOARELOR

Caracteristicile electrice ale unui etaj amplificator care folosește un tip dat de tranzistor depind esențial de *conexiunea tranzistorului*, adică de modul de conectare a terminalelor lui la porțile de intrare și de ieșire ale etajului. Deoarece există două borne de intrare și două de ieșire, iar tranzistorul are numai trei terminale, un terminal trebue legat atît la o bornă de intrare, cît și la una de ieșire, fiind deci *comun* intrării și ieșirii. Denumirile celor trei conexiuni posibile precizează terminalul comun. Pentru tranzistoarele bipolare acestea sînt: conexiunea cu baza comună (BC), conexiunea cu emitorul comun (EC) și conexiunea cu colectorul comun (CC). Pentru tranzistoarele cu efect de cîmp ele sînt: conexiunea cu grila comună (GC), conexiunea cu sursa comună (SC) și conexiunea cu drena comună (DC).

În tabelul 1.2 sînt date calitativ caracteristicile electrice principale ale unui etaj amplificator realizat cu un tranzistor bipolar, în funcție de conexiunea tranzistorului. Subliniem faptul că ele sînt valabile numai pentru valorile uzuale ale rezistenței de sarcină, iar acestea pot fi cu două ordine de mărime mai mici în conexiunea CC decît în celelalte două conexiuni. Notațiile folosite au următoarele semnificații: A_i — amplificarea de curent, A_v — amplificarea de tensiune, A_p — amplificarea de putere R_i — rezistența de intrare, R_0 — rezistența de ieșire, φ — defazajul dintre tensiunea de ieșire și cea de intrare, în grade, f_H — frecvența limită superioară.

Deoarece tranzistorul cu efect de cîmp are curentul de grilă practic nul, mărimile în care intervine acest curent nu au sens la etajul amplificator realizat cu un tranzistor cu efect de cîmp. Rămîn în principal mărimile A_v, R_0 și φ, pentru care se poate folosi tot tabelul 1.2.

Tabelul 1.2.

Caracteristici electrice ale etajului amplificator cu un tranzistor bipolar, în funcție de conexiunea acestuia

Conexiunea	A_i	A_v	A_p	R_i	R_0	φ	f_H
BC	subunitară	foarte mare	mare	foarte mică	foarte mare	0	mare
EC	mare	mare	foarte mare	medie	mare	180	mică
CC	mare	subunitară	medie	mare	mică	0	mică

1.3.2. STRUCTURI DE CIRCUIT

Pe lîngă schemele elementare ale etajelor amplificatoare cu un singur tranzistor, se folosesc frecvent în amplificatoarele audio o serie de structuri mai complexe, cu proprietăți funcționale îmbunătățite. Superioritatea lor se datorește folosirii unui număr mai mare de tranzistoare (cel puțin două) și a unor configurații speciale de circuit. Așa sînt: tranzistoarele numite „compuse", în particular schema Darlington; etajul diferențial; etajul în contratimp; bucla de reacție negativă; bucla de reacție pozitivă cu urmărire de potențial (bootstrap).

Tranzistorul compus tip *Darlington* constă din conectarea în cascadă a două tranzistoare aflate ambele în conexiunea CC. El este prezentat în capitolul 4, așa încît nu îl mai discutăm aici. (În mod tradițional el se folosește mai ales în amplificatoarele de putere.)

Etajul diferențial are schema electrică simplificată arătată în figura 1.11. Tensiunea lui de ieșire este proporțională cu diferența $v_{i2} - v_{i1}$ a tensiunilor de intrare. În consecință, dacă cele două tensiuni de intrare sînt egale între ele, tensiunea de ieșire este nulă. Mai importantă este situația în care, peste semnalul util, la cele două intrări se suprapune un același semnal perturbator (de exemplu o tensiune de brum) mult mai mare: această componentă, fiind comună celor două tensiuni de intrare, nu va fi transmisă la ieșirea etajului. (Proprietatea se numește rejecția modului comun, adică respingerea oricărui semnal aplicat simultan celor două intrări.)

Schema electrică simplificată a *etajului în contratimp cu tranzistoare complementare* este arătată în figura 1.12. În absența tensiunii de intrare ambele tranzistoare sînt blocate și consumul de putere de la sursele de alimentare este nul. La aplicarea unei tensiuni de intrare variabile în timp în jurul valorii zero, cele două tranzistoare lucrează în contratimp: cînd unul dintre ele conduce, celălalt este blocat. Ambele tranzistoare sînt montate în conexiunea CC, deci lucrează ca repetoare de tensiune. Cele două ieșiri (emitoarele) sînt scurtcircuitate între ele și legate la o rezistență de sarcină R_L comună. Principalul merit al acestui etaj este valoarea ridicată a randamentului său, consecință a faptului că permite funcționarea în clasă B (vezi secțiunea următoare) a tranzistoarelor.

Un procedeu foarte eficace de îmbunătățire a performanțelor unui amplificator constă în crearea unei *bucle de reacție* prin realizarea unei căi de transmisie inversă a semnalului audio, de la ieșirea amplificatorului spre intrarea lui. Întregul circuit se numește *amplificator cu reacție*, iar amplificatorul inițial se numește *amplificator de bază*.

Dacă semnalul readus la intrare mărește efectul semnalului aplicat din exterior, *reacția* se numește *pozitivă*. În cazul opus *reacția* se numește *negativă*.

Toate amplificatoarele audio moderne sînt amplificatoare cu reacție negativă. Explicația constă în proprietatea acesteia de a *desensibiliza răspunsul* amplificatorului cu reacție, față de amplificatorul de bază, la orice acțiune care îl afectează. Ca urmare, dacă semnalul readus la intrare este proporțional cu tensiunea de ieșire, aceasta va fi desensibilizată la variațiile tensiunii de intrare, impedanței de sarcină, frecvenței tensiunii de intrare și la efectele distorsiunilor neliniare, perturbațiilor etc. Desensibilizarea la variația tensiunii de intrare este echivalentă cu micșorarea amplificării de tensiune, fiind deci o consecință nedorită; ea reprezintă prețul plătit pentru celelalte consecințe, care sînt toate favorabile. Deoarece însă amplificatoa-

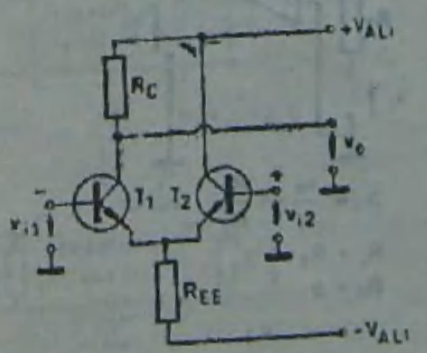


Fig. 1.11. Schema electrică simplificată a etajului diferențial.

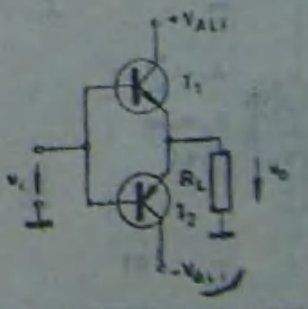


Fig. 1.12. Schema electrică simplificată a etajului în contratimp cu tranzistoare complementare.

rele de bază pot fi realizate ușor cu amplificări mult mai mari decît cele necesare, scăderea amplificării nu constituie un neajuns. În același raport în care scade amplificarea au loc: scăderea frecvenței limită inferioare și creșterea frecvenței limită superioare ale benzii de trecere, micșorarea impedanței de ieșire, micșorarea distorsiunilor etc.

Reacția prin care se readuce la intrare un semnal proporțional cu tensiunea de ieșire se numește *reacție de tensiune*. Dacă semnalul readus este conectat în serie cu semnalul aplicat din exterior *reacția* se numește *serie*, iar dacă este conectat în paralel *reacția* se numește *paralel*.

În figura 1.13 sînt arătate principalele configurații de reacție negativă folosite în amplificatoarele audio. Pentru simplitate, amplificatorul de bază este reprezentat prin simbolul amplificatorului operațional. Se recunoaște că reacția este negativă prin faptul că semnalul readus la intrare se aplică la intrarea inversoare (cea notată cu semnul „—").

În schema din figura 1.13, a ieșirea este scurtcircuitată la intrarea inversoare, de unde rezultă imediat că tensiunea de ieșire este permanent egală cu cea de intrare (amplificator repetor de tensiune). Reacția negativă de tensiune este serie și totală (tensiunea readusă este toată tensiunea de ieșire).

În amplificatorul cu reacție negativă serie din figura 1.13, b tensiunea de ieșire este aplicată la intrarea inversoare printr-un divizor de tensiune. Amplificarea de tensiune depinde de raportul de divizare și este supraunitară, iar rezistența de intrare și cea de ieșire au aceleași valori ca în cazul precedent.

În schema din figura 1.13, c reacția negativă de tensiune este de tip paralel, fapt care micșorează rezistența de intrare făcînd-o egală cu R_1.

În amplificatoarele audio se utilizează pe scară largă metoda urmăririi de potențial sau bootstrap. Ea constă în realizarea unei reacții pozitive, și anume o reacție de tensiune în serie, între ieșirea și intrarea unui etaj repetor de tensiune pe emitor. Scopul metodei este de a face ca o rezistență dată să apară mult mărită pentru variațiile de semnal (altfel spus, să prezinte o rezistență diferențială mult mai mare decît valoarea ei statică, adică decît valoarea fizic existentă). Mărirea rezistenței este cu atît mai accentuată cu cît amplificarea de tensiune a repetorului se apropie mai mult de unitate.

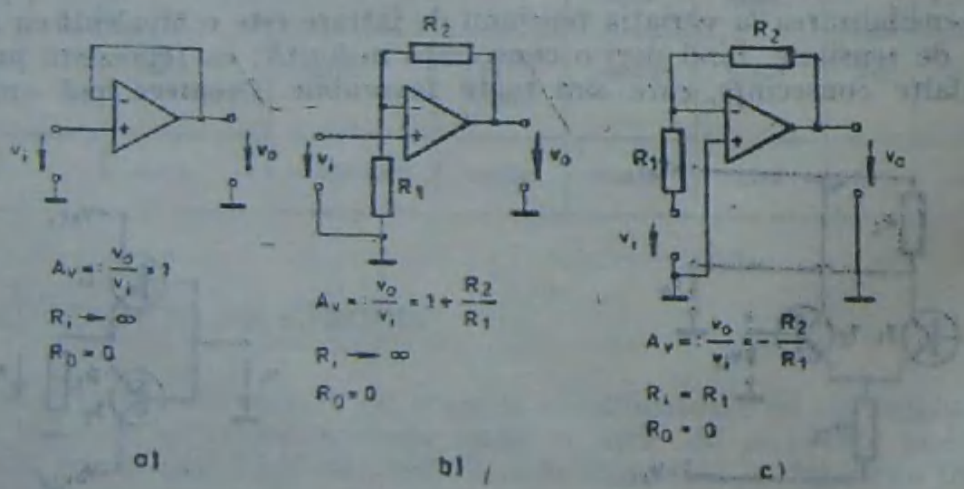


Fig. 1.13. Configurațiile principale de amplificator cu reacție negativă de tensiune, întîlnite în amplificatoarele audio: a — reacție totală de tensiune în serie; b — reacție de tensiune în serie; c — reacție de tensiune în paralel.

Principiul urmăririi de potențial este ilustrat în figura 1.14. În schema reală (figura 1.14, a) R este rezistența de reacție. Deoarece repetorul de tensiune pe emitor are amplificarea de tensiune pozitivă și apropiată de unitate (de exemplu $a_v = 0{,}98$), $v_0 \approx v_i$ și potențialul bornei din dreapta a rezistenței R „urmărește" potențialul bornei din stînga.

Se poate arăta că rezistența R absoarbe de la intrare un curent egal cu cel pe care îl absoarbe, în absența ei, o rezistență de valoare $R/(1 - a_v)$ conectată în paralel cu poarta de intrare a amplificatorului (figura 1.14, b). Or, diferența $1 - a_v$ fiind mult mai mică decît unitatea, rezistența $R/(1 - a_v)$ este mult mai mare decît R. De exemplu, pentru $a_v = 0{,}98$ ea este de 50 ori mai mare.

În figura 1.15 este ilustrată aplicarea urmăririi de potențial pentru mărirea rezistenței echivalente de c.a. a circuitului de polarizare la intrare a repetorului pe emitor. În locul schemei simple cu divizor de tensiune la intrare (figura 1.15, a), se folosește o schemă în care, în plus față de divizorul de tensiune, se introduce o rezistență R_B în serie cu baza tranzistorului (figura 1.15, b). Aceasta are borna de jos scurtcircuitată la ieșire prin condensatorul C_B și joacă rolul rezistenței de reacție R din figura precedentă. Rezistența diferențială echivalentă a circuitului de polarizare este acum $R_B/(1 - a_v)$, de cel puțin cîteva zeci de ori mai mare decît în cazul divizorului simplu (cînd are valoarea $R_1 \parallel R_2$). Menționăm că rolul condensatorului C_B poate fi îndeplinit și de o diodă Zener.

O a doua aplicație a urmăririi de potențial în amplificatoarele audio vizează mărirea rezistenței diferențiale de sarcină a unui etaj și deci a amplificării lui de tensiune. Condiția necesară și suficientă este ca respectiva rezistență de sarcină să apară la intrarea unui repetor de tensiune (adică etajul următor să fie un repetor de tensiune). O asemenea situație se întîlnește, de pildă, la amplificatorul audio integrat TBA 790, la care schema simplificată a etajului prefinal (pilot) și final are forma din figura 1.16. În amplificatorul TBA 790 rezistența de sarcină R_C a etajului pilot este secționată în două rezistențe, R_{C1} și R_{C2}, dintre care numai R_{C2} este integrată în amplificator. Prin legarea bornei comune acestor două rezistențe la ieșirea repetorului pe emitor în contratimp format din tranzistoarele T_1 și T_2, rezistența R_{C2} preia rolul rezistenței R din figura 1.14, *a*, fiind însă, totodată, rezistență de sarcină pentru tranzistorul

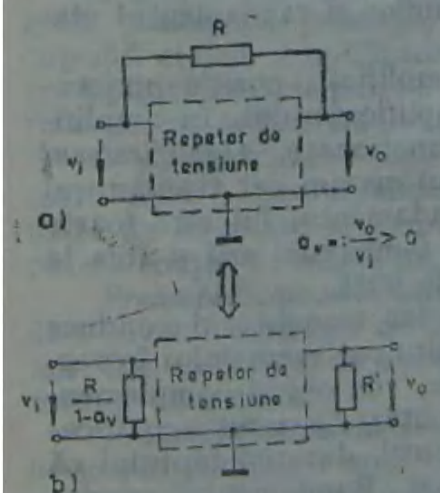


Fig. 1.14. Metoda urmăririi de potențial: a — amplificator cu reacție pozitivă de tensiune paralel; b — schema echivalentă.

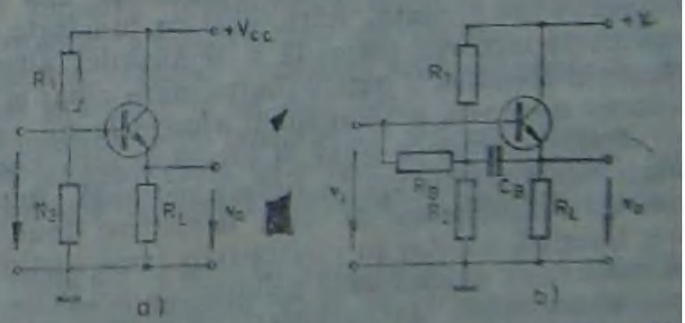


Fig. 1.15. Mărirea rezistenței echivalente de intrare prin metoda urmăririi de potențial: a — schema uzuală de polarizare la intrare cu divizor de tensiune; b — schema cu urmărire de potențial.

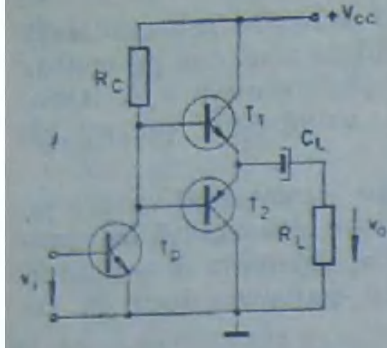


Fig. 1.16. Schema electrică simplificată a etajului prefinal (pilot) și final ale unui amplificator audio de putere.

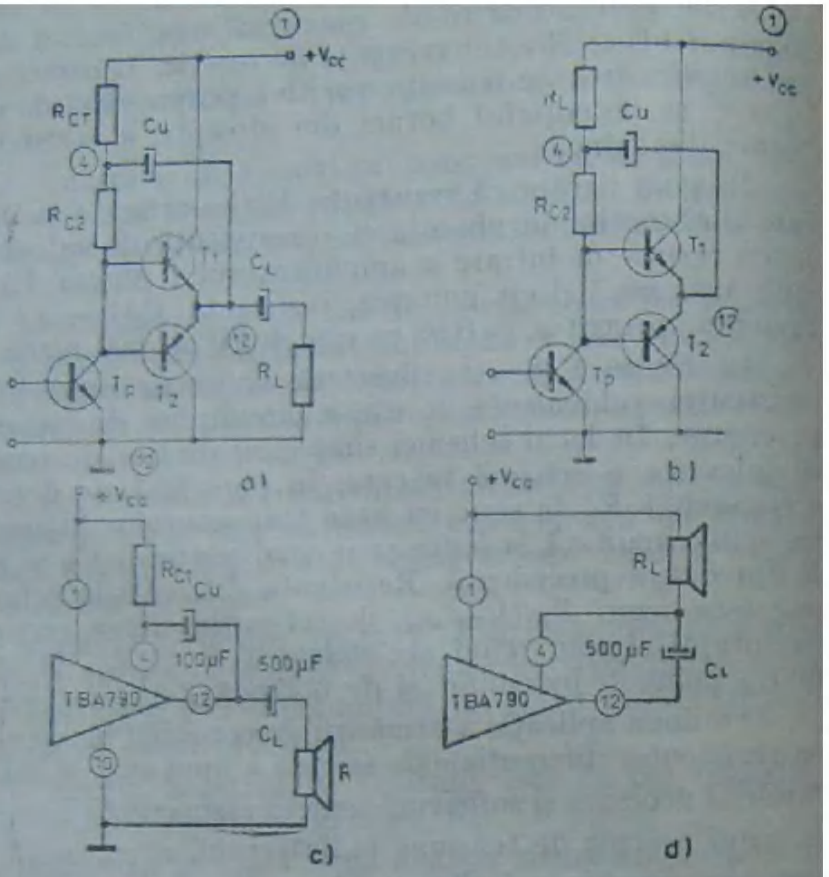


Fig. 1.17. Creșterea rezistenței diferențiale de sarcină a tranzistorului T_p din figura 1.16, cu sarcina R_L a etajului final legată la: a, c — masă; b, d — borna pozitivă a sursei de alimentare.

T_p. În figura 1.17 sînt arătate cele două moduri de utilizare, cu sarcina etajului final legată la masă sau cu ea legată la borna pozitivă a sursei de alimentare (caz în care coincide cu rezistența R_{C1}).

1.3.3. CLASE DE FUNCȚIONARE

Alegerea punctului static de funcționare al tranzistorului dintr-un etaj amplificator audio joacă un rol esențial în determinarea distorsiunilor și randamentul etajului.

În corelație cu amplitudinea semnalului alternativ amplificat, poziția punctului static definește așa-numita *clasă de funcționare* a amplificatorului. În amplificatoarele audio analogice au importanță trei clase de funcționare. *Amplificatorul în clasă A* are curentul static egal cu jumătate din curentul maxim, iar tranzistorul conduce în întreaga perioadă a semnalului alternativ. Randamentul lui este foarte scăzut; el consumă o putere foarte mare chiar și în absența semnalului util și abia la valoarea nominală a semnalului ajunge la un randament de 50%.

Amplificatorul în clasă B lucrează fără curent static, iar tranzistorul conduce numai cîte o alternanță în fiecare perioadă. Pentru reconstituirea semnalului întreg, orice etaj amplificator în clasă B conține două tranzistoare, de obicei complementare, formînd un etaj în contratimp (vezi secțiunea precedentă). La acest amplificator cresc mult distorsiunile neliniare la scăderea semnalului util, datorită faptului că apar distorsiunile de racordare care sînt greu de eliminat. Randamentul maxim atinge 78,5%.

La *amplificatorul în clasă AB* se tinde spre funcționarea în clasă A pentru semnale mici și se trece în clasă B la creșterea semnalelor. Această clasă realizează un com-

promis bun între distorsiuni şi randament. La un etaj final în clasă AB curentul static se află între 20 şi 150 mA.

Mult timp s-a considerat că soluţia optimă pentru un etaj amplificator final de audiofrecvenţă, cu performanţe ridicate, o reprezintă funcţionarea în clasă AB. Relativ recent s-au propus şi alte soluţii, o parte dintre ele bazate pe ideea modificării tensiunii de alimentare a etajului final proporţional cu semnalul util. Aşa este soluţia numită *„noua clasă A"*, pe care o descriem aici.

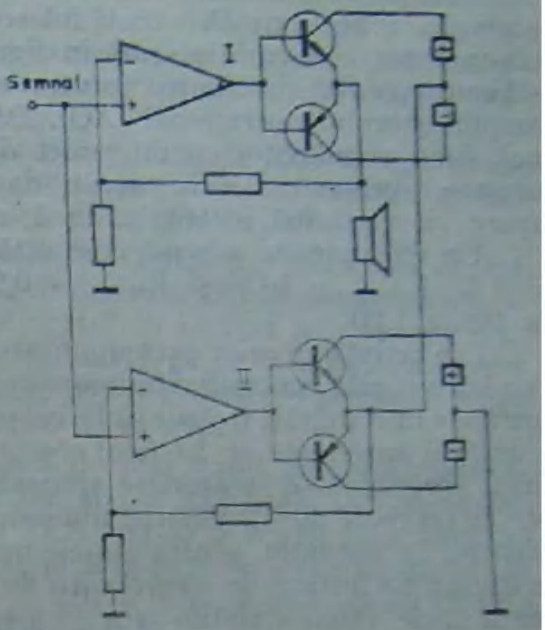


Fig. 1.18. Schema de principiu a amplificatorului în „noua clasă A".

Amplificatorul conţine cîte două amplificatoare de putere pentru fiecare canal (figura 1.18). Amplificatorul I lucrează în clasă A (noua clasă A), iar amplificatorul II, în clasă B. Tensiunile de alimentare ale amplificatorului I au valori mici, iar ale amplificatorului II, valori mari. Cele două surse de alimentare ale amplificatorului I au punctul comun (median) flotant: el nu este legat la masă, ci la ieşirea amplificatorului II. În acest fel tensiunea efectivă de alimentare a amplificatorului I este egală cu suma dintre o tensiune fixă de valoare mică şi o tensiune egală cu semnalul (care poate fi mult mai mare decît termenul de valoare fixă). Tensiunea de alimentare a etajului final I este deci permanent numai cu puţin mai mare decît tensiunea semnalului, căderea de tensiune şi pierderea de tensiune pe tranzistoare sînt mici, iar randamentul foarte mare. Tranzistoarele din etajul final I conduc însă în întreaga perioadă a semnalului alternativ, deci funcţionarea este în clasă A „nouă" (numită uneori şi *clasă E*).

1.3.4. TIPURI DE AMPLIFICATOARE AUDIO

O primă clasificare după destinaţie împarte amplificatoarele audio în două categorii principale, *preamplificatoare* şi *amplificatoare de putere*. Preamplificatoarele cuprind etajele amplificatoare dintre traductorul de intrare (de exemplu microfon) şi amplificatorul de putere. Acesta din urmă cuprinde etajele destinate furnizării puterii necesare pentru traductorul de ieşire (difuzor).

O subclasificare după destinaţie împarte preamplificatoarele în preamplificatoare liniare, preamplificatoare de corecţie, amplificatoare de amestec, amplificatoare de adaptare şi amplificatoare pentru reglajul tonalităţii. Amplificatoarele de putere conţin de obicei un etaj prefinal sau pilot şi un etaj final.

Preamplificatoarele liniare au o amplificare de tensiune de valoare mare şi ridică nivelul tensiunii de intrare la un anumit nivel de referinţă, de exemplu 775 mV. Ele au şi rolul de a prezenta o impedanţă de intrare potrivită cu cerinţele traductorului de intrare.

Preamplificatoarele de corecţie au rolul de a corecta caracteristica de frecvenţă în scopul eliminării unor neajunsuri specifice anumitor surse de program, respectiv traductoare de intrare: discuri şi doze de picup, benzi magnetice şi capete de magnetofon.

În capitolul 3 se prezintă o serie de scheme de preamplificatoare liniare şi corectoare, aşa încît aici nu ne oprim asupra lor.

Amplificatoarele de amestec sau de mixare servesc la suprapunerea mai multor semnale și împiedică acțiunea inversă a unui semnal în căile prin care sosesc celelalte semnale. Schema tipică actuală folosește un amplificator operațional conectat ca sumator-inversor, așa cum se arată în figura 1.19 pentru patru intrări. Specificul acestei scheme este dat de legarea tuturor rezistențelor de intrare la intrarea inversoare a amplificatorului operațional (AO). Datorită reacției negative acest nod are potențial nul, fiind asemănător cu un punct de masă (se numește *punct de masă virtual*). Ca urmare, pentru fiecare sursă de semnal audio rezistența R_i corespunzătoare apare ca o sarcină legată la masă, adică se elimină interacțiunile dintre surse.

Un exemplu de schemă completă pentru nivele de intrare de ordinul $V_{i1,\,2\,max} = 1$ V, $V_{i3\,max} = 10$ V și $V_{i4\,max} = 0{,}2$ V, iar nivelul de ieșire $V_0 = 5$ V, este dat în figura 1.20.

Din cerința ca orice preamplificator să ridice cît mai mult posibil nivelul tensiunii rezultă o regulă generală referitoare la interconectarea diferitelor unități: rezistența de intrare a unei unități trebuie să fie cel puțin de 10 ori mai mare decît rezistența de ieșire a unității anterioare ei. În felul acesta tensiunea maximă pe care o poate furniza unitatea anterioară se transmite aproape în întregime unității care urmează (atenuarea este de cel mult 10%). Valorile numerice diferă în funcție de situațiile particulare considerate. De exemplu, pentru etajele interioare ale unui preamplificator sînt suficiente rezistențe de intrare de cîteva sute de kiloohmi. La interfața cu sursele de program există unele valori stabilite prin norme; de pildă rezistența de intrare a unui amplificator corector trebuie să fie de 47 kΩ.

La etajul de ieșire din preamplificator, în afara cerinței de a transmite o tensiune cît mai apropiată de cea maximă pe care o poate furniza, mai intervine un motiv care pledează în favoarea unei rezistențe de ieșire cît mai mici: evitarea limitării benzii de trecere prin tăierea frecvențelor înalte. Dacă preamplificatorul este realizat constructiv ca o unitate separată de amplificatorul de putere, legătura dintre ele se face cu cablu ecranat, care prezintă o capacitate mare. Astfel, la o rezistență de ieșire de 25 kΩ și o capacitate a cablului de 1 nF rezultă deja la 10 kHz o atenuare de 6 dB.

În cazul în care impedanța de ieșire a unui amplificator este mai mare decît cea cerută pentru conectarea la intrarea unui alt amplificator cu impedanța de intrare mică sau pentru legarea unui cablu lung, se folosește un etaj *amplificator de adaptare*. El este un etaj care prezintă o impedanță de ieșire foarte mică și o impedanță de intrare foarte mare, adică realizează conversia unei impedanțe de ieșire mici într-o impedanță de intrare mare. (El se mai numește și *amplificator convertor de impedanță*.) Cea mai simplă schemă este etajul amplificator cu tranzistor în conexiunea cu colectorul comun, repetorul de tensiune pe emitor. În caz de nevoie se poate folosi varianta îmbunătățită prin aplicarea metodei urmăririi de potențial, discutată în secțiunea 1.3.2

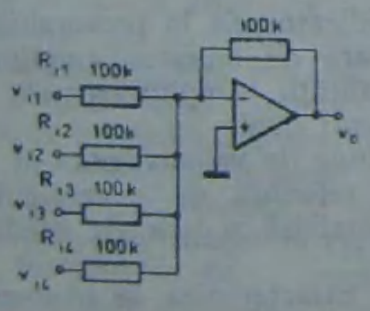


Fig. 1.19. Schema electrică simplificată a unui amplificator de amestec de tip sumator-inversor cu amplificator operațional.

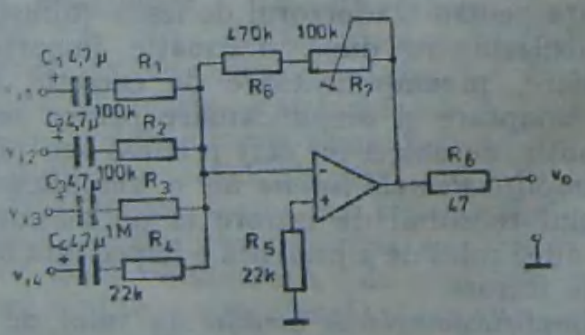


Fig. 1.20. Schema electrică completă a unui amplificator de amestec cu patru intrări.

Amplificatoarele pentru reglajul tonalității realizează o modificare a caracteristicii de frecvență, ca și amplificatoarele de corecție. Ultimele au însă rolul de a corecta anumite deficiențe specifice unui tip dat de înregistrare a sunetului (disc, bandă magnetică), în timp ce primele servesc la îmbunătățirea subiectivă a calității redării programelor sonore. Ele sînt prezentate în capitolul 6.

Amplificatoarele de putere au ca principală cerință furnizarea puterii utile necesare difuzoarelor, la factorul de distorsiuni neliniare impus și cu un randament cît mai mare. Problematica specifică lor este discutată pe larg în capitolul 4.

Dezvoltarea continuă a microelectronicii a condus la răspîndirea din ce în ce mai largă a *amplificatoarelor audio integrate*. La rîndul ei, folosirea circuitelor integrate a condus la o împărțire mai bună a întregului amplificator în blocuri funcționale, realizîndu-se așa-numita *tehnică modulară*. Modulele, fabricate pe baza tehnologiei celei mai moderne și cu un grad ridicat de standardizare, pot fi utilizate o perioadă lungă fără modificări, chiar și pentru inserare în serii noi de aparate.

La I.P.R.S. Băneasa sînt în producție curentă de mai mulți ani preamplificatoarele duale de zgomot mic βM 381/381 A, βM 382 și βM 387 N/387 AN, și amplificatoarele audio de putere TBA 790 de 2,5 W și TCA 150 de 5 W. Pe plan mondial se produc amplificatoare audio integrate de putere pînă la sute de wați. Exemple de produse din țările socialiste sînt: A 211 de 1 W, A 210 de 5 W, A 2030 de 50 W (din producția R.D.G.) și MDA 2020 de 25 W (TESLA — R.S.C.).

1.4. *INTERCONECTAREA APARATELOR*

Pentru asamblarea unui sistem muzical complex este necesar să se interconecteze în mod corespunzător diferitele unități componente. Deoarece calitatea funcționării sistemului depinde esențial de alegerea corectă a unităților care se interconectează și de modul în care se realizează legarea lor, prezentăm în încheierea capitolului de față cele mai importante reguli care trebuie respectate.

Cerința fundamentală la interconectarea a două unități constă în asigurarea adaptării dintre ele, atît ca nivel de tensiune cît și ca valori de impedanțe. Pentru ilustrarea ordinelor de mărime uzuale, în figura 1.21 este dată schema bloc a unei instalații de înregistrare și redare cu două intrări. Sursele de semnal sînt un microfon cu cristal Mi și un picup PU. Microfonul are o impedanță de ieșire de 1 MΩ și o sensibilitate de conversie de 1 mV/μbar, adică furnizează o tensiune de 1 mV cînd se vorbește normal. Impedanța de intrare a preamplificatorului PA1 (preamplificator de microfon) trebuie să aibă cel puțin 1 MΩ. Dacă amplificarea de tensiune a PA1 este de exemplu 100 ($A_v = 40$ dB), la ieșirea lui se obțin 0,1 V cu o impedanță de

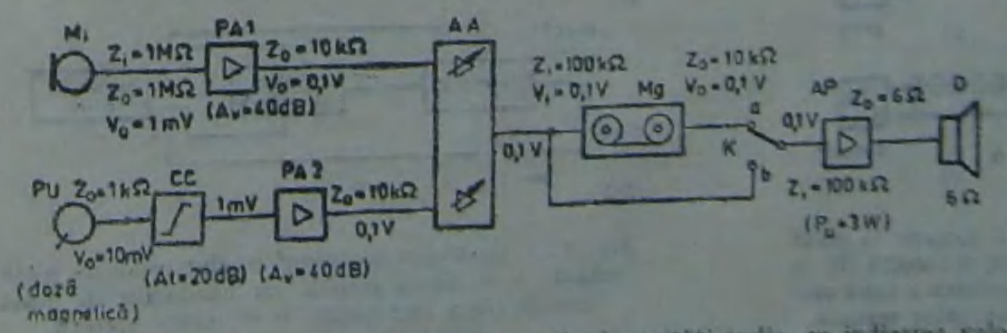


Fig. 1.21. Schema bloc a unei combinații simple de unități audio, cu indicarea valorilor uzuale ale tensiunilor și impedanțelor.

ieşire de 10 kΩ. Doza de picup PU furnizează 10 mV şi are impedanţa de ieşire de 1 kΩ. (Este vorba de o doză magnetică — vezi secţiunea 2.2). Urmează un circuit corector pasiv CC, care atenuează tensiunea de 10 ori (At = 20 dB). Bineînţeles că valoarea atenuării este dată pentru frecvenţa standard de 1 kHz ca, de altfel, toate celelalte valori. Preamplificatorul PA2 are amplificarea de tensiune $A_v = 40$ dB; scăzînd atenuarea de 20 dB a corectorului CC rezultă o amplificare netă de 20 dB şi o tensiune de 0,1 V la ieşirea PA2. La intrările amplificatorului de amestec AA se aplică deci tensiunile de la cele două surse cu acelaşi nivel. La ieşirea AA se obţin tot 0,1 V, ceea ce înseamnă că în cazul de faţă AA are amplificarea de tensiune unitară. La ieşirea lui se leagă intrarea magnetofonului Mg, cu impedanţa de intrare de 100 kΩ; AA trebuie deci să aibă o impedanţă de ieşire mai mică decît 100 kΩ.

La redare (comutatorul K în poziţia a) tensiunea furnizată de magnetofon se aplică la intrarea amplificatorului de putere AP, iar de la ieşirea acestuia se aplică difuzorului D. Pentru ieşirea AP este specificată numai valoarea impedanţei lui de ieşire şi, în locul tensiunii de ieşire (care aici nu prezintă interes), puterea utilă (puterea de ieşire) maximă P_e.

Schema bloc din figura 1.21 dă o privire de ansamblu asupra interconectării diferitelor unităţi şi a nivelelor tipice care intervin, valabilă şi în cazul instalaţiilor mai complexe.

O altă cerinţă importantă la interconectarea unităţilor constă în evitarea apariţiei unor efecte nedorite. O primă măsură în acest scop constă în evitarea formării unor bucle (trasee închise) prin modul de legare la masă. Figura 1.22, a şi b arată respectiv modul incorect şi corect de realizare a legării la masă la interconectarea a două unităţi printr-un cablu coaxial. Se observă că ecranul cablului nu trebuie folosit drept conductor de legare a maselor (şasiilor) unităţilor între ele, ci în acest scop se foloseşte un conductor special. Legarea la masă a ecranului se face la un singur capăt al lui.

O altă problemă o reprezintă conductorii de masă comuni pentru mai multe unităţi. O astfel de situaţie este arătată în figura 1.23, a, unde prin acelaşi conductor de masă trec curenţii preamplificatorului şi amplificatorului final. Se realizează o reacţie nedorită, a cărei evitare este arătată în figura 1.23, b.

Ultima problemă pe care o amintim este legată de lungimea cordoanelor sau a cablurilor de legătură dintre unităţi. Am arătat deja, în legătură cu folosirea cablurilor ecranate, că valoarea ridicată a capacităţii lor impune o rezistenţă de ieşire scăzută dacă lungimea lor — şi deci capacitatea lor totală — este mare. Cu totul altfel

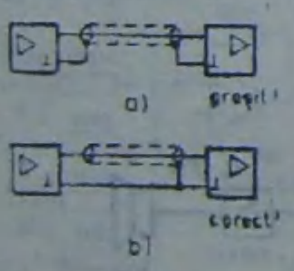


Fig. 1.22. Legare la masă greşită (a) şi corectă (b) la interconectarea a două unităţi prin cablu ecranat.

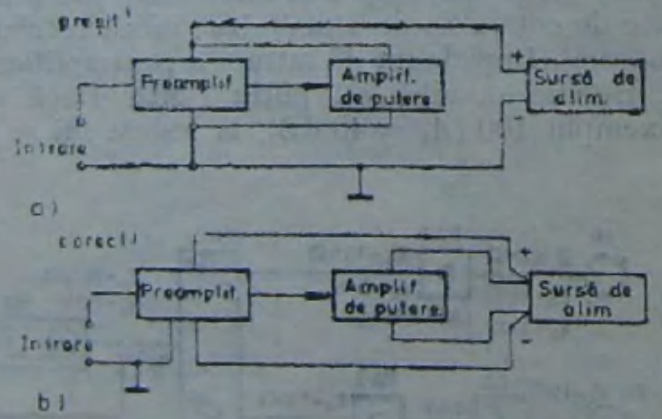


Fig. 1.23. Ilustrarea problemei conductorilor de masă comuni: a — legare greşită, cu conductor de masă comun (linia îngroşată); b — legare corectă.

se pune problema la conductorii de legătură între amplificatorul de putere și difuzoare. Nivelul tensiunii fiind aici mult mai ridicat, folosirea cablurilor ecranate este inutilă. În schimb, la lungimi mari este nevoie să fie luată în considerare rezistența conductorilor. Ea trebuie limitată la cel mult 5% din impedanța difuzoarelor. În caz contrar apar pierderi de putere și, în plus, acestea fiind dependente de frecvență (impedanța difuzorului variază cu frecvența semnalului, iar rezistența conductorilor rămîne constantă, astfel încît raportul lor depinde de frecvență), se modifică forma caracteristicii de frecvență. În cazul unui difuzor de 6 Ω înseamnă că rezistența conductorilor trebuie să fie de cel mult 0,3 Ω, ceea ce nu este ușor de realizat! Chiar și pentru lungimi mici este deci necesară o secțiune destul de mare. Pentru distanțele normale într-o încăpere de locuit este corespunzătoare o secțiune de 1,5 mm² sau, mai bine, de 2,5 mm².

2. TRADUCTOARE DE INTRARE

Semnalele electrice de audiofrecvență care se aplică la intrarea unui amplificator audio au ca origine, în ultimă instanță, semnalele acustice (undele sonore). Transformarea semnalelor care au o natură fizică în semnale de altă natură se face cu ajutorul dispozitivelor numite *traductoare*. După natura semnalelor originare, traductoarele de intrare în amplificatoarele audio se împart în două clase, traductoare mecanoelectrice și traductoare magnetoelectrice.

Traductoarele mecanoelectrice transformă oscilațiile mecanice în oscilații electrice. Ele sînt *microfoanele* și *dozele* pentru redarea discurilor (dozele pentru transformarea vibrațiilor coardelor unor instrumente muzicale nu fac obiectul lucrării de față).

Traductoarele magnetoelectrice transformă variațiile fluxului magnetic în semnale electrice. (Aceasta are loc la redare; la înregistrare se face o traducere inversă, din semnale electrice în variații de flux magnetic.) Ele sînt *capetele* de redare (respectiv înregistrare) ale *magnetofoanelor* și *casetofoanelor*.

În capitolul 2 trecem în revistă tipurile de microfoane, doze și capete de magnetofon întîlnite frecvent în practica amatorilor, oprindu-ne numai asupra caracteristicilor electrice mai importante din punct de vedere al interconectării cu intrarea unui amplificator audio. Caracteristicile principale comune tuturor traductoarelor de intrare sînt nivelul tensiunii de ieșire (calculabil eventual din sensibilitatea de conversie), rezistența de ieșire, caracteristica de freqvență și distorsiunile neliniare.

2.1. *MICROFOANE*

Microfoanele sînt traductoare mecanoelectrice (mai exact acustoelectrice) care transformă undele sonore în tensiune electrică variabilă. Eficiența transformării se măsoară prin *sensibilitatea* microfoanelor, adică prin valoarea tensiunii electrice furnizate pentru unitatea de presiune acustică.

Unitatea de măsură a presiunii în SI este N/m^2. În electroacustică se folosește mai recent pascalul, 1 Pa = : 1 N/m^2, iar tradițional barul, 1 bar = : 10^5Pa. Sensibilitatea unui microfon cu bobină mobilă poate fi, de exemplu, 1 mV/Pa, respectiv 0,1 mV/μbar (1 μbar = 0,1 Pa).

Valoarea tensiunii electrice furnizate de un microfon este determinată de sensibilitatea lui și de valoarea presiunii acustice, fiind egală cu produsul lor. Precizăm că presiunea acustică la pragul de audibilitate este de 20 μPa (la frecvența de 1 kHz), iar la pragul de durere, 20 Pa, raportul dintre ele fiind 1 : 10^6. Unei discuții puternice îi corespunde o presiune de 20 mPa. La această presiune microfonul de mai sus, cu sensibilitatea de 1 mV/Pa dă o tensiune de 1 (mV/Pa)·20mPa = 20 μV.

Uneori presiunea se indică prin *nivelul ei absolut*, adică prin raportul dintre valoarea ei și valoarea de referință aleasă egală cu presiunea corespunzătoare pragului de

audibilitate (20 μPa). Exprimat logaritmic, în decibeli (vezi secțiunea 1.1.1), el se calculează cu formula

$$\text{Niv}_{p,\,\text{dB}} = :20 \lg (p/20\ \mu\text{Pa}). \qquad (2.1)$$

Presiunii de 20 mPa îi corespunde nivelul absolut de 60 dB.

Alteori se indică tăria sunetului în foni. Întrucît senzația de tărie variază logaritmic cu presiunea acustică, tăria în foni variază și ea logaritmic; la frecvența de 1 kHz coincide cu nivelul absolut al presiunii.

$$\text{Tăria (foni)} = :20 \lg (p/20\ \mu\text{Pa}) \ (\text{la } f = 1\ \text{kHz}) \qquad (2.2)$$

Urechea umană sesizează bine diferențele de tărie de ±1 fon. Tăria de circa 60 foni produce o impresie plăcută.

După alte estimări se apreciază că presiunea la membrana unui microfon aflat la 1 m distanță de un vorbitor (bărbat) care vorbește cu tăria normală este de 0,1 Pa. (Tăria este 74 foni.)

În afară de sensibilitate, alte caracteristici importante ale microfoanelor sînt rezistența de ieșire, caracteristica de frecvență (sau banda de trecere la anumite variații date ale amplitudinii tensiunii furnizate), raportul semnal/zgomot și caracteristica de directivitate. Numai ultima dintre ele o definim aici, deoarece toate celelalte au fost discutate în paragraful 1.2, cu referire la amplificatoarele audio.

Microfoanele pot fi realizate constructiv astfel încît undele sonore să acționeze asupra lor preferențial după anumite direcții. Caracteristica de directivitate a unui microfon este curba de egală tărie, adică reprezintă variația distanței față de microfon în funcție de direcție, pentru ca o aceeași tărie să producă la ieșirea microfonului o aceeași tensiune. Există trei forme principale de caracteristici de directivitate: sferică, cardioidă sau în formă de rinichi și bisferică (figura 2.1). Aceste caracteristici sînt determinate la frecvența de 1 kHz. La alte frecvențe forma lor se schimbă; în particular, o caracteristică sferică se poate obține numai la frecvențe pînă la 1 kHz, fiindcă frecvențele mai înalte sînt puternic atenuate pe direcțiile dinspre spatele microfonului.

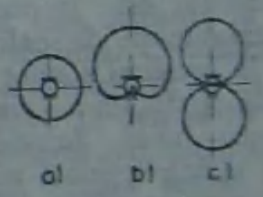


Fig. 2.1. Caracteristici de directivitate ale microfoanelor: a — sferică; b — cardioidă; c — bisferică.

Dintre diferitele tipuri constructiv-funcționale de microfoane descriem în continuare microfonul dinamic, microfonul piezoelectric și microfonul condensator.

Principiul de funcționare al *microfonului dinamic* sau *cu bobină mobilă* reiese din schița constructivă dată în figura 2.2. (Microfonul dinamic este asemănător din punct de vedere constructiv cu difuzorul permanent dinamic; de altfel, un mic difuzor de acest tip poate fi utilizat temporar ca microfon.) O membrană suspendată elastic antrenează în mișcarea ei o bobină mobilă fixată de ea. Bobina se deplasează într-un sens și în sensul opus în întrefierul inelar al unui magnet permanent. Conform principiului inducției electromagnetice, la bornele bobinei se obține o tensiune electrică alternativă. Valoarea ei este mică, de ordinul a 0,1 mV. În schimb, caracteristica de frecvență este plată în întreaga bandă de trecere. Impedanța de ieșire este mică (de preferință 200 Ω), fapt care permite folosirea unui cablu de microfon destul de lung pentru legarea la preamplificator. Microfoanele dinamice de uz casnic au încorporat un transformator ridicător de tensiune, de exemplu în raportul 1 : 5. Se obțin astfel valori mai mari ale raportului semnal/zgomot, dar în dauna

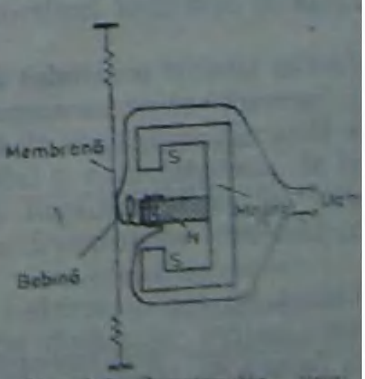


Fig. 2.2. Construcția unui microfon cu bobină mobilă.

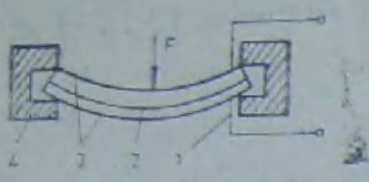


Fig. 2.3. Producerea unei tensiuni electrice prin efectul piezoelectric: 1 — borne de legătură; 2 — ansamblul șaibelor de cristal; 3 — suprafețe metalizate; 4 — suport.

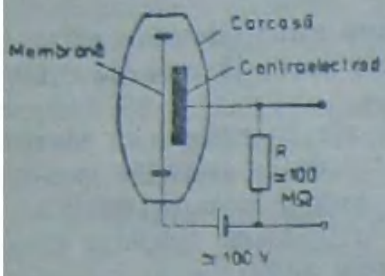


Fig. 2.4. Construcția microfonului condensator.

benzii de trecere și a lungimii cablului de microfon. Microfoanele dinamice sînt microfoanele cele mai potrivite pentru amatori, în special cînd se folosesc aparate realizate cu tranzistoare bipolare.

Microfonul piezoelectric sau *cu cristal* folosește efectul piezoelectric specific anumitor cristale. Două discuri de cristal tăiate după direcții determinate sînt lipite unul de altul și metalizate la exterior. Dacă ansamblul este încovoiat prin acțiunea unei forțe (figura 2.3), între suprafețele metalizate apare o tensiune electrică. Microfoanele cu cristal furnizează tensiuni ridicate, însă au și o impedanță de ieșire ridicată (circa 1 MΩ). Folosirea unui cablu lung de microfon favorizează culegerea unor tensiuni de brum importante și produce tăierea frecvențelor înalte.

Se cunoaște din electricitate că modificarea distanței dintre plăcile unui condensator modifică valoarea capacității lui și, la tensiune constantă, produce modificarea sarcinii electrice. La *microfonul condensator* (figura 2.4) una dintre plăcile condensatorului este fixă, iar cealaltă are forma unei membrane care poate oscila. Celor două plăci li se aplică o tensiune electrică relativ mare (50 pînă la 150 V). Undele sonore produc oscilații ale membranei prin care se modifică valoarea capacității și prin rezistența R trece un curent alternativ. Rezistența R și capacitatea C a microfonului formează un filtru trece sus, care taie frecvențele joase. Pentru ca frecvența limită inferioară să fie cît mai mică se alege rezistența R cît mai mare (50 pînă la 100 MΩ). Tensiunea alternativă foarte mică ce apare pe R trebuie condusă printr-un cablu foarte scurt la un preamplificator cu rezistența de intrare foarte mare (realizat cu un tranzistor cu efect de cîmp în etajul de intrare). De obicei, în carcasa microfonului condensator este încorporat un prim etaj de amplificare. Microfoanele condensator sînt microfoane de calitate superioară. Au un factor de distorsiuni mic ($< 0{,}8\%$) chiar la presiuni sonore mari și o caracteristică de frecvență plată. Recent, în casetofoanele portabile au fost introduse microfoane condensator care folosesc o tensiune mult mai mică. Acestea sînt *microfoane cu electret*, care au membrana realizată dintr-o rășină specială numită electret. Ea este fabricată astfel încît se obține o polarizare permanentă a moleculelor, ceea ce face ca pe cele două fețe opuse ale ei să fie încărcată cu sarcini electrice de semne opuse. În principiu, un microfon cu electret poate funcționa și fără aplicarea unei tensiuni continue din exterior.

Tabelul 2.1 dă valorile numerice ale unor caracteristici ale microfoanelor.

Tabelul 2.1.

Valori numerice ale caracteristicilor microfoanelor

Tipul microfonului	Sensibilitatea mV/Pa	Rezist. de ieșire Ω	Banda de trecere Hz
dinamic	0,5 ... 5	20 ... 200	50 ... 15000
dinamic cu transformator	10 ... 30	5.10^3 ... 100.10^3	—
piezoelectric	5 ... 20	$0{,}1.10^6$ ... 10^6	50 ... 10000
condensator (fără preamplificator încorporat)	0,5 ... 10	10.10^6 ... $100\,10^6$	40 ... 15000

2.2. *DOZE PENTRU REDAREA DISCURILOR*

Dozele pentru redarea discurilor sînt traductoare mecanoelectrice care transformă oscilațiile mecanice ale vîrfului (acului) de redare în oscilații ale unei tensiuni electrice. Constructiv, dozele sînt alcătuite din trei părți:

— vîrful (acul) de redare, care se deplasează prin alunecare în șanțul gravat pe suprafața discului;

— suportul vîrfului de redare;

— traductorul propriu-zis.

Calitățile semnalului electric furnizat de o doză depind atît de caracteristicile ei mecanice, cît și de cele electrice. Caracteristicile mecanice determină calitatea conducerii vîrfului, care trebuie să urmărească toate ondulațiile șanțului. Cele mai importante catacteristici mecanice sînt masa echipajului mobil, forma și starea vîrfului de redare, forța de apăsare a vîrfului și elasticitatea suportului vîrfului.

Masa echipajului mobil este suma maselor vîrfului de redare, suportului acestuia și a părților mobile ale traductorului propriu-zis. La dozele HiFi valoarea masei nu trebuie să depășească 2 mg (după norma DIN). Masele dozelor uzuale au valori cuprinse între 3 și 5 mg.

Vîrful de redare trebuie să apese cu o anumită forță în șanțul discului — *forța de apăsare* — pentru o conducere sigură. La cele mai multe picupuri forța de apăsare poate fi reglată la valoarea necesară prin deplasarea unei contragreutăți pe brațul aparatului sau cu ajutorul unui arc. O valoare mai mare decît cea recomandată de producător produce o uzură mai rapidă a discului, iar o valoare mai mică favorizează o conducere nesigură a vîrfului, care poate sări peste anumite ondulații sau chiar sări din șanț. Dozele moderne de calitate au forța de apăsare de ordinul a 10 pînă la 30 mN (aproximativ 1 ... 3 gf).

În strînsă legtură cu forța de apăsare se află o altă caracteristică mecanică, *elasticitatea suportului vîrfului de redare.* (Ea se numește *compliance* în limba engleză și *Nachgiebigkeit* în limba germană.) În deplasarea sa dirijată, vîrful trebuie să învingă forțele de reacțiune care se nasc în suport. Elasticitatea arată cît este distanța la care poate fi dirijat vîrful pentru o valoare dată a forțelor de reacțiune. Cantitativ ea se exprimă prin valoarea *constantei elastice.* Pînă de curînd s-a considerat că ea este bine să fie cît mai mare, ajungîndu-se pînă la $60 \cdot 10^{-6}$ cm/dyn (1 dyn = 10^{-5} N, deci $60 \cdot 10^{-6}$ cm/dyn = 80 mm/N ≃ 0,8 mm/gf). Ulterior s-a constatat că valorile cuprinse între $10 \cdot 10^{-6}$ și $25 \cdot 10^{-6}$ cm/dyn sînt de preferat, ținînd seama de o serie de factori ca: problema rezonanței sistemului braț-doză, masa relativ mare a brațului și neplaneitatea și excentricitatea discurilor, care nu pot fi neglijate în practică.

Caracteristicile electrice mai importante sînt: tensiunea electrică furnizată, rezistența de ieșire, caracteristica de frecvență, factorul de distorsiuni neliniare și atenuarea diafoniei.

Spre deosebire de microfoane, unde valorarea tensiunii furnizate trebuie calculată cu ajutorul valorii specificate pentru sensibilitatea de transformare, la doze se specifică de obicei direct valoarea tensiunii. Explicația constă în faptul că discurile sînt gravate cu valori standardizate pentru amplitudinea șanțului și caracteristica de frecvență. Valoarea specificată reprezintă tensiunea maximă furnizată, care se atinge numai la vîrfurile de intensitate sonoră; la intensități mai mici tensiunea este mai mică decît această valoare.

Dintre tipurile constructiv-funcționale de doze pentru redarea discurilor amintim în continuare dozele cu cristal, dozele magnetice și dozele dinamice. Primele două categorii sînt larg răspîndite în prezent în practică. Ultima categorie începe să câștige rapid preferințele [illegible] și producătorilor abia în ultima vreme, deși prin-

cipiul traductorului „cu bobină mobilă" a fost patentat de firma daneză Ortofon cu aproape 40 de ani în urmă.

Doza cu cristal seamănă destul de mult cu microfonul cu cristal. Locul membranei este luat aici de suportul vîrfului. Construcția este astfel realizată încît deplasarea laterală a vîrfului deformează cristalul în modul dorit. Între electrozii respectivi se culege atunci tensiunea de audiofrecvență. Doza cu cristal are o calitate medie, însă furnizează o tensiune foarte mare, pînă la 1 V. De aceea, ea poate fi folosită fără preamplificator. Dezavantajul ei principal îl constituie impedanța de ieșire foarte mare și aproape pur capacitivă, care crește spre frecvențele joase.

Atenuarea diafoniei se definește la fel ca la amplificatoare. Pentru o doză dată, ea nu are aceeași valoare în toată banda frecvențelor audio. Cînd se specifică o singură valoare (de exemplu 20 dB), ea se referă la frecvența standard de 1 kHz. Dacă la o doză magnetică atenuarea diafoniei la 1 kHz este de 20 dB, valorile ei în bandă sînt: 10 dB între 40 ... 500 Hz, 15 dB între 500 ... 6300 Hz, 12 dB între 6300 ... 12 500 Hz.

Pentru o redare satisfăcătoare a frecvențelor joase trebuie ca impedanța de intrare a preamplificatorului să fie de cel puțin 1 MΩ. Datorită unei mai mici sensibilități la variațiile de temperatură și umiditate ale mediului ambiant, în locul cristalului piezoelectric se folosesc uneori materiale ceramice prelucrate special. Se obțin astfel *dozele ceramice*, calitativ comparabile cu cele cu cristal.

Dozele magnetice folosesc principiul inducției electromagnetice: variația fluxului magnetic care străbate spirele unei bobine induce în bobină o tensiune electromotoare proporțională cu viteza de variație a fluxului. Există trei variante de doze magnetice: cu magnet mobil, cu miez de fier mobil și cu reluctanță variabilă (sau cu magnet indus mobil). La toate bobina este fixă, iar vîrful de redare produce oscilațiile părții mobile a dozei. Tensiunea indusă în bobină este proporțională cu viteza deplasării laterale a vîrfului. La redarea unei înregistrări făcute cu viteză constantă (oscilațiile vîrfului au aceeași viteză la trecerea prin poziția de echilibru indiferent de frecvență, ceea ce înseamnă amplitudini ale oscilațiilor mecanice descrescătoare cu frecvența), dozele magnetice au o caracteristică de frecvență plată (orizontală). La redarea unei înregistrări făcute cu amplitudine constantă (viteză crescătoare cu frecvența), dozele magnetice au o caracteristică de frecvență liniar crescătoare cu frecvența. Vom reveni asupra acestei probleme la preamplificatoarele corectoare pentru redarea discurilor (paragraful 3.2).

În comparație cu dozele cu cristal, dozele magnetice au avantajele unei caracteristici de frecvență mai bune și unei impedanțe de ieșire mai mici, de sute de ohmi pînă la cîțiva kiloohmi sau cîteva zeci de kiloohmi, în funcție de variantă. Dezavantajul lor principal constă în valoarea mult mai mică a tensiunii furnizate, de cîțiva milivolți pînă la cîteva zeci de milivolți (eventual 100 mV). În prezent dozele magnetice sînt cele mai utilizate în tehnica HiFi.

Dozele dinamice folosesc tot principiul inducției electromagnetice, însă într-o soluție constructivă opusă: *bobina* este solidară cu suportul vîrfului de redare, fiind deci *mobilă*. Dozele dinamice au calitățile cele mai înalte dintre dozele actuale (bandă de frecvențe de la 10 ... 50 000 Hz, distorsiuni armonice de 0,1 ... 0,2%). Datorită rezistenței de ieșire foarte mici (de regulă între 3 și 40 Ω), zgomotul propriu al dozelor dinamice este foarte mic, raportul semnal/zgomot fiind în cazul lor cu 10 pînă la 20 dB mai bun decît la dozele magnetice. Pentru obținerea acestui raport este însă necesară fie conectarea la preamplificator printr-un transformator de adaptare, fie printr-un pre-preamplificator montat cît mai aproape de brațul picupului. Evident, calitatea acestor unități intermediare trebuie să fie și ea înaltă. Aceste unități intermediare corectează și dezavantajul principal al dozelor dinamice, care constă în valoarea foarte mică a tensiunii furnizate, de ordinul zecimilor de mV.

Pentru obținerea unei caracteristici de frecvență optime, la dozele dinamice este esențială realizarea corectă a adaptării impedanței proprii cu impedanța unității care urmează, în timp ce capacitatea cablului de legătură nu joacă nici un rol, spre deosebire de situația de la dozele magnetice.

Multă vreme dozele dinamice au fost folosite numai în aparatura profesională. Abia de curînd, datorită perfecționării procesului de fabricare, unei relative ieftiniri a lor și, mai ales, realizării unor transformatoare de adaptare și unor pre-preamplificatoare cu calități superioare, dozele dinamice încep să se folosească în aparatura HiFi de amatori. La aceasta a contribuit, desigur, și creșterea pretențiilor amatorilor, care au devenit dispuși să cheltuiască mai mult pentru o calitate mai bună.

2.3. *CAPETE MAGNETICE*

Capetele magnetice sînt traductoare magnetoelectrice, care transformă oscilațiile tensiunii electrice în oscilații ale cîmpului magnetic sau invers. Ele se folosesc la înregistrarea magnetică a sunetului și la redarea lui.

Banda magnetică reprezintă unicul suport al înregistrării magnetice a sunetului întîlnit în practica amatorilor. Ea constă dintr-o folie de poliester, pe care este depus un strat din material magnetizabil, bine aderent. În funcție de tipul benzii, grosimea foliei este cuprinsă între 6 ... 16 μm. Stratul magnetizabil este alcătuit din cristale de oxid de fier sau dioxid de crom înglobate într-un liant organic și are o remanență magnetică ridicată. După înregistrare rezultă o inducție magnetică remanentă mare, care induce la redare o tensiune electrică în bobina capului de redare. Grosimea stratului magnetizabil este de 3 ... 9 μm.

Lățimea benzilor magnetice folosite în prezent este de 6,25 mm pentru magnetofoane și de 3,81 mm pentru casetofoane.

Dezvoltarea tehnicii de înregistrare magnetică a sunetului este condiționată în mare măsură de perfecționarea benzilor magnetice. În urma îmbunătățirii tehnologiei de fabricare, din anii 1970 au căpătat o largă răspîndire benzile cu oxid de fier îmbunătățit, care au un zgomot mai mic și o sensibilitate mai mare la frecvențele înalte. În notația lor apare suplimentar precizarea LN (*low noise*, în limba engleză zgomot redus). Perfecționările ulterioare au condus la obținerea benzilor cu plajă de tensiuni mult mărită. În notația lor apare suplimentar precizarea LH (*low noise high output*, în limba engleză zgomot redus — nivel de ieșire înalt). Benzile LN și LH pot fi folosite la aceleași aparate ca și benzile normale cu oxid de fier. Nu este necesară modificarea premagnetizării și nici a corecției.

Benzile cu dioxid de crom au o sensibilitate ceva mai mică la frecvențe joase decît cele cu oxid de fier, însă o sensibilitate mult mai mare la frecvențe înalte. Utilizarea completă a calităților acestor benzi necesită mărirea premagnetizării și modificarea corecției. Din cauza forței coercitive mai mari trebuie mărită și energia de ștergere. Pentru trecerea unui casetofon la utilizarea benzilor cu dioxid de crom este necesară:

— modificarea constantei de timp τ_p de corecție a frecvențelor înalte de la 120 μs la 70 μs (vezi secțiunea 3.3. Preamplificatoare pentru capete magnetice);

— mărirea curentului de înregistrare cu circa 8 dB;

— mărirea premagnetizării cu circa 3 dB;

— mărirea energiei de ștergere cu circa 40%.

Mai recent au apărut benzile cu două straturi magnetice (unul din oxid de fier și celălalt din dioxid de crom), care îmbină avantajele celor două straturi.

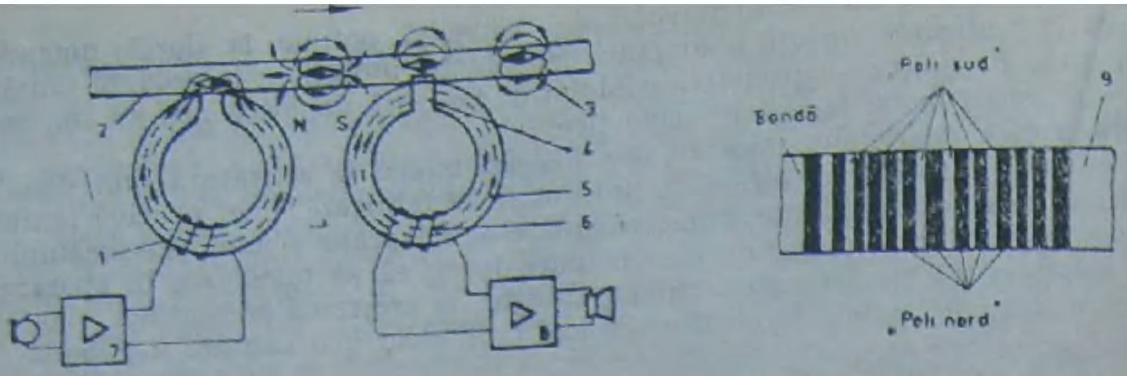


Fig. 2.5. Principiul înregistrării și redării magnetice: 1 — bobină de excitație; 2 — bandă magnetică; 3 — particule magnetice; 4 — întrefier; 5 — miez magnetic; 6 — bobină de inducție; 7 — amplificator de înregistrare; 8 — amplificator de redare; 9 — magnetizarea remanentă a benzii.

Principiul înregistrării și redării magnetice este ilustrat în figura 2.5. *Capul de înregistrare* formează un circuit magnetic, al cărui miez magnetic în formă inelară este prevăzut cu un întrefier. Bobina de excitație este conectată la ieșirea *amplificatorului de înregistrare*. Dacă la intrarea acestuia se aplică o tensiune electrică alternativă, de exemplu tensiunea furnizată de un microfon, curentul alternativ care străbate bobina produce în miez un cîmp magnetic alternativ. Fluxul magnetic de dispersie produs de întrefier pătrunde în banda magnetică trasă cu viteză constantă prin fața capului și orientează particulele magnetice ale benzii corespunzător intensității momentane a cîmpului magnetic din întrefier. Ca urmare, magnetismul remanent al benzii este proporțional cu tensiunea alternativă de înregistrat.

La redare, particulele magnetice ale benzii, fiecare cu orientarea ei, sosesc în dreptul întrefierului *capului de redare* și produc în miezul lui un cîmp magnetic alternativ. Acesta induce în bobina capului o tensiune electrică alternativă, care se aplică la intrarea *amplificatorului de redare*. După amplificare ea comandă difuzorul.

Față de înregistrarea pe disc, înregistrarea magnetică pe bandă are următoarele avantaje:

— oricine poate face ușor înregistrări;
— înregistrarea poate fi ștearsă fără ca prin aceasta să scadă calitățile benzii;
— se poate combina un program prin tăierea și lipirea benzii.

Dezavantajele înregistrării pe bandă magnetică sînt:

— banda produce un zgomot propriu;
— nu poate fi redată imediat orice porțiune a benzii (este necesară derularea ei);
— banda magnetică este sensibilă la cîmpurile magnetice intense.

Procedeul de înregistrare magnetică descris mai sus a fost puternic simplificat. O problemă importantă care a fost ignorată este neliniaritatea dependenței dintre magnetismul remanent al benzii și intensitatea cîmpului magnetic aplicat benzii, în particular prezența unei zone moarte la cîmp magnetic slab. Dacă nu se iau măsuri speciale, rezultă distorsiuni neliniare foarte mari. Liniarizarea curbei de remanență se obține prin realizarea unei premagnetizări de înaltă frecvență. În acest scop, peste curentul de înregistrat se suprapune un curent de premagnetizare de înaltă frecvență (figura 2.6). Un oscilator de I.F. produce un curent alternativ cu frecvența cuprinsă uzual între 50 și 80 kHz. El este aplicat bobinei de excitație a capului magnetic prin condensatorul

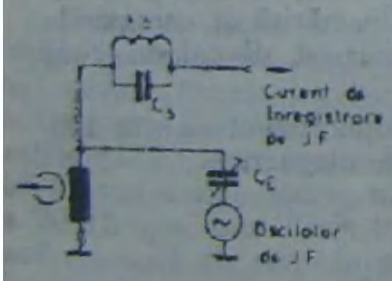


Fig. 2.6. Premagnetizarea capului de înregistrare cu un curent de înaltă frecvență.

de cuplaj C_c, ajustabil, care permite reglarea intensității curentului de I.F. Trecerea curentului de I.F. spre circuitul de J.F. este oprită de circuitul derivație L_s, C_s, acordat pe frecvența de premagnetizare.

Pentru ca intensitatea cîmpului magnetic din întrefier să fie proporțională cu tensiunea de înregistrat în toată banda de frecvențe a acesteia, trebuie ca bobina de excitație să fie alimentată cu un curent proporțional cu tensiunea, indiferent de frecvență. Deoarece reactanța inductivă a bobinei crește cu frecvența, se înseriază cu bobina o rezistență de 2 pînă la 5 ori mai mare decît reactanța inductivă a bobinei la frecvența maximă de înregistrat.

În fine, deși intensitatea cîmpului magnetic este proporțională cu curentul de magnetizare, inducția remanentă în banda magnetică scade cu creșterea frecvenței înregistrate. Fenomenul are două cauze principale, autodemagnetizarea și efectul de întrefier. Pe măsura creșterii frecvenței, particulele magnetice cu orientări opuse sînt din ce în ce mai apropiate și tind să-și anuleze reciproc aceste orientări, producîndu-se autodemagnetizarea benzii. La frecvențe mari timpul în care o anumită porțiune a benzii se află în dreptul întrefierului este suficient de lung pentru ca acea porțiune să fie magnetizată de repetate ori, proces care este echivalent unei ștergeri (vezi mai jos). Evitarea efectului de întrefier impune alegerea unei lățimi a întrefierului mică față de lungimea de undă λ corespunzătoare frecvenței de înregistrat:

lățimea întrefierului $w_i < \lambda$, (2.3)

lungimea de undă $\lambda = v_B/f$, (2.4)

unde v_B este viteza de înaintare a benzii magnetice și f este frecvența de înregistrat. Pentru un casetofon cu viteza benzii de 4,76 cm/s și frecvența maximă de înregistrat 12,5 kHz rezultă o lungime de undă foarte mică, $\lambda = 3{,}8$ µm. Efectul de întrefier este apreciabil mai ales la redare.

În concluzie, la înregistrare și în special la redare, efectul de întrefier produce o atenuare a frecvențelor înalte. Atenuarea este cu atît mai neînsemnată cu cît este mai mare viteza de înaintare a benzii și cu cît este mai mică lățimea întrefierului capului magnetic.

O înregistrare pe bandă magnetică poate fi oricînd „ștearsă", adică banda poate fi demagnetizată. Pentru aceasta este necesar să se introducă banda magnetică într-un cîmp magnetic cu intensitatea mai mare decît intensitatea maximă a cîmpului magnetic cu care s-a făcut înregistrarea. Se poate folosi un mic magnet permanent și să se treacă banda prin fața polilor săi. Particulele magnetice din bandă se orientează corespunzător noului cîmp magnetic, dispărînd deosebirile de orientare existente. O ștergere de calitate superioară se obține dacă se folosește și în acest caz un curent de I.F. (circa 60 pînă la 75 kHz), produs de generatorul de ștergere. El se aplică unui *cap de ștergere* plasat înaintea capului de înregistrare, pentru ca fiecare înregistrare să se facă pe o bandă complet demagnetizată. Lățimea întrefierului capului de ștergere este mai mare, fiind cuprinsă între cîteva zeci de µm (la magnetofoanele cu viteze mici ale benzii) și 0,1 ... 0,3 mm (la magnetofoanele profesionale, cu viteze mari). În felul acesta fiecare porțiune a benzii se află un timp destul de lung în dreptul întrefierului pentru ca să se parcurgă de mai multe ori ciclul de histerezis, la început cu amplitudine crescătoare și la sfîrșit cu amplitudine descrescătoare, așa încît inducția remanentă să fie nulă.

Așa cum reiese din cele prezentate pînă aici, capetele magnetice pot fi clasificate după destinație în trei categorii:

— capete de înregistrare, care transformă curentul electric de audiofrecvență în flux magnetic variabil și-l transpun pe banda magnetică ce se mișcă uniform în dreptul întrefierului;

— capete de redare, care transformă fluxul magnetic produs de magnetizarea remanentă a benzii în tensiune electrică de audiofrecvență;

— capete de ștergere, care creează fluxul magnetic de înaltă frecvență necesar ștergerii benzilor magnetice.

În magnetofoanele de uz comun și în cele HiFi mai simple se utilizează pentru înregistrare și redare un singur cap, numit cap combinat. El este prevăzut cu două întrefiere. Întrefierul de lucru, prin fața căruia trece banda magnetică, are lățimea de 1,5 pînă la 6 μm și este umplut cu un material nemagnetic, de obicei o folie metalică. În partea opusă a miezului magnetic există un al doilea întrefier, cu o lățime mult mai mare (pînă la 600 μm), care asigură o liniarizare suplimentară a caracteristicii de magnetizare a materialului miezului. Se obține astfel o micșorare a distorsiunilor neliniare. Pe miez sînt dispuse două bobine, care se leagă în serie la redare, pentru a se obține o tensiune indusă mai mare. Într-o situație dată, capul combinat se folosește fie pentru înregistrare, fie pentru redare.

În aparatele moderne sistem Compact Cassette cele trei capete (înregistrare, redare, ștergere), deși sînt toate distincte, sînt astfel realizate încît capul de înregistrare și cel de redare sînt montate în aceeași carcasă. Spre deosebire de capul combinat, această soluție permite înregistrarea unui program pe bandă și ascultarea simultană a programului respectiv.

În schița din figura 2.7 sînt indicate caracteristicile geometrice care joacă un rol important în funcționarea unui cap magnetic. Dintre ele, lățimea capului (înălțimea întrefierului) este determinată de lățimea (și numărul) pistelor de pe banda magnetică. La discutarea principiului înregistrării și redării magnetice (figura 2.5) s-a considerat că întrefierul acoperă complet lățimea benzii, adică banda este magnetizată pe toată lățimea ei. Acest procedeu se numește înregistrare cu *pistă de lățime întreagă* și este folosit în studiourile profesionale, fiindcă permite „montarea" benzii (tăierea și lipirea după necesități). În aparatele neprofesionale se folosesc numai procedeele cu piste de o jumătate lățime și de un sfert de lățime. Corespunzător acestora, capetele utilizate trebuie să aibă o anumită lățime. În figura 2.8 sînt arătate schematic pozițiile diferitelor tipuri de piste pe banda magnetică. Înregistrarea și redarea lor se face respectiv cu următoarele tipuri de capete magnetice:

a) *capete pentru o pistă de jumătate lățime*, care înregistrează sau redau numai o jumătate din lățimea benzii (prin întoarcerea benzii se dispune de cealaltă jumătate a ei);

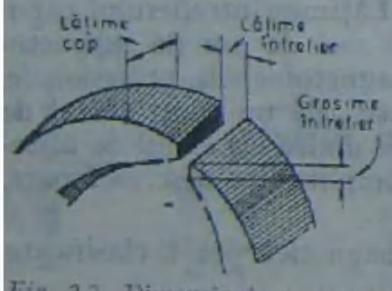


Fig. 2.7. Dimensiuni geometrice importante ale unui cap magnetic.

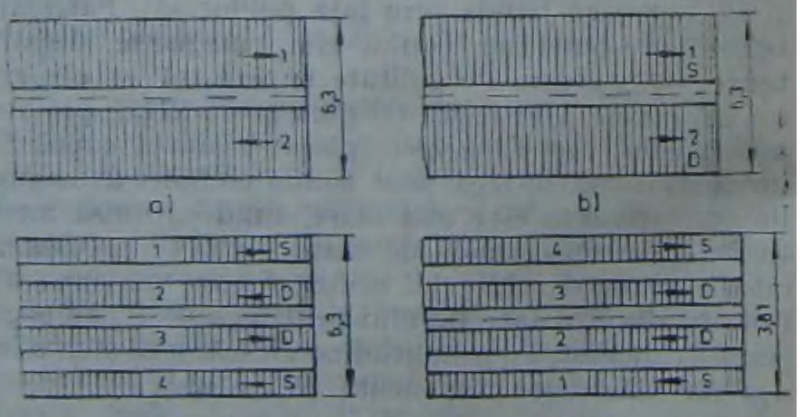


Fig. 2.8. Pozițiile pistelor pe banda magnetică: a — piste de jumătate lățime (mono); b — piste de jumătate lățime (stereo); c — piste de un sfert de lățime (mono — stereo); d — piste de un sfert de lățime „Compact — Cassette" (mono — stereo).

b) *capete pentru două piste de jumătate lățime*, formate din cîte două capete suprapuse, avînd întrefierurile pe aceeași verticală, care înregistrează sau redau simultan cele două jumătăți ale benzii;

c) *capete pentru două piste de un sfert de lățime*, formate din cîte două capete suprapuse plasate în dreptul pistelor 1 și 3 (4 și 2 după întoarcerea benzii), care pot lucra simultan (înregistrări stereo) sau cîte unul (înregistrări mono);

d) *capete sistem Compact Casette pentru două piste de un sfert de lățime*, formate tot din cîte două capete suprapuse, însă plasate în dreptul pistelor 1 și 2 (4 și 3 după întoarcerea benzii); ele se folosesc la casetofoane.

Proprietățile tehnice ale capetelor magnetice sînt determinate de o serie de caracteristici geometrice, mecanice, magnetice și electrice, dintre care amintim: lățimea întrefierului, înălțimea întrefierului (lățimea capului magnetic), rezistența la uzură, permeabilitatea magnetică a miezului, inductanța bobinei, rezistența în curent continuu a bobinei, curentul de audiofrecvență necesar la înregistrare (pentru obținerea unei inducții magnetice date) și curentul de premagnetizare. Pentru amatorii electroniști prezintă interes ultimele patru caracteristici.

Inductanța bobinei capului este determinată de numărul de spire și de permeabilitatea magnetică a miezului. Capetele actuale au inductanța cuprinsă între 25 ... 150 mH.

Rezistența în c.c. a bobinei crește în general odată cu inductanța ei și este cuprinsă între 500 ... 2 000 Ω.

Intensitatea curentului de audiofrecvență de înregistrare este intensitatea necesară pentru ca la redarea benzii să se obțină nivelul nominal al semnalului. Valorile uzuale sînt de 2 ... 5 mA.

Intensitatea curentului de înaltă frecvență de premagnetizare trebuie să fie mai mare decît a celui de audiofrecvență; este uzual de 5 ... 15 mA. El este furnizat de obicei de oscilatorul de ștergere.

Calitatea înregistrării și redării magnetice este determinată într-o măsură considerabilă de calitatea capetelor magnetice. La aparatele moderne ele sînt elemente de mare precizie, iar suprafața lor șlefuită este foarte sensibilă la acțiuni mecanice. Întrefierul lor trebuie să fie exact perpendicular pe direcția de transport a benzii: un întrefier care stă oblic este echivalent cu un întrefier vertical de lățime mai mare, rezultatul fiind o atenuare a frecvențelor înalte. De aceea capetele magnetice sînt întotdeauna astfel montate încît este posibilă reglarea ulterioară a orientării întrefierului.

3. PREAMPLIFICATOARE DE AUDIOFRECVENȚĂ

Primele etaje ale unui amplificator audio complet, care se conectează între sursa de semnal și amplificatorul de putere, formează preamplificatorul. În preamplificator au loc transformările principale suferite de semnal, ca nivel de tensiune (amplificarea tensiunii) și spectru (corecții ale caracteristicii de frecvență, reglaje de ton).

Calitatea unui preamplificator depinde în măsură considerabilă de primul său etaj. Acesta trebuie să asigure adaptarea la sursa de semnal folosită, în condiții de nivel cît mai scăzut al zgomotului și într-o gamă dinamică corespunzătoare. Schema etajului de intrare se alege în funcție de sursa de semnal.

Adaptarea surselor cu impedanță de ieșire scăzută se face cel mai convenabil prin conectarea unui transformator de intrare, care servește totodată la micșorarea perturbațiilor provenite din exterior. Pentru extinderea gamei dinamice a preamplificatorului transformatorul trebuie să fie ridicător de tensiune, de obicei cu un coeficient de 3 ... 5.

O altă soluție de micșorare a perturbațiilor externe constă în folosirea unui etaj de intrare diferențial.

Dacă sursa de semnal are impedanța de ieșire mare, primul etaj al preamplificatorului trebuie să aibă o impedanță de intrare mare.

Tabelul 3.1.

Valori standardizate (DIN) pentru caracteristici ale surselor de semnal audio și ale etajului de intrare într-un preamplificator audio

	Tensiunea electromotoare furnizată (val. eficace)	Rezistența (capacitatea, inductanța) de ieșire a sursei	Rezistența de intrare a preamplificatorului	Banda de frecvențe de trecere pentru cel mult −3 dB abatere
MICROFON				
piezoelectric	2 mV	1000 pF	500 kΩ	100 ... 7000 Hz
dinamic	0,15 mV	200 Ω	1 kΩ	30 ... 12000 Hz
condensator (cu preamplificator)	1,5 mV	200 Ω	1 kΩ	30 ... 16000 Hz
DOZA				
dinamică	1,3 ... 8 mV	2 ... 15 Ω	50 ... 5000 Ω	30 ... 12
magnetică	10 ... 20 mV	16Ω ... 3 kΩ	30 ... 100 kΩ	30 ... 12
cu cristal	0,8 ... 1,6 V	0,6 ... 1,2 nF	0,5 ... 1 MΩ	30 ... 10000 Hz
CAP MAGNETIC				
aparate de amatori	1 ... 2 mV	10 ... 30 kΩ	47 kΩ	40 ... 15000 Hz
aparate profesionale	1,5 mV	<200 Ω	>200 Ω	30 ... 17000 Hz
RADIORECEPTOR				
ieșirea de diodă	5 ... 50 mV	oricare	50 kΩ | 250 pF	30 ... 16000 Hz

Pentru micşorarea zgomotului propriu al preamplificatorului, determinat în principal de primul etaj, în acesta se folosesc tranzistoare cu zgomot mic şi la valori reduse ale curenţilor şi tensiunilor.

Observaţie. Este posibil ca în tabelul 3.1 să apară valori diferite de cele din alte lucrări, fără ca unele sau celelalte să fie totuşi greşite. Într-adevăr, tensiunea electromotoare furnizată de un microfon este egală cu produsul dintre sensibilitatea lui şi valoarea presiunii acustice aplicate. În consecinţă, compararea valorilor tensiunii are sens numai dacă se cunosc valorile corespunzătoare ale presiunii acustice.

Cerinţele pe care trebuie să le satisfacă un preamplificator, în special primul său etaj, sînt determinate de sursa de semnal aplicată la intrare. Pentru a avea o imagine de ansamblu a acestor cerinţe, în tabelul 3.1 sînt date valorile standardizate (DIN*) pentru cîteva caracteristici ale surselor de semnal audio şi ale etajului de intrare într-un preamplificator audio.

3.1. *PREAMPLIFICATOARE DE MICROFON*

Cerinţele principale care trebuie îndeplinite de preamplificatoarele de microfon sînt adaptarea impedanţei sursei de semnal şi asigurarea unei amplificări de tensiune ridicate, în condiţii de zgomot propriu şi distorsiuni mici, într-o gamă dinamică suficient de extinsă. Întrucît nu este necesară modificarea spectrului semnalului furnizat de microfon în scopul corectării unor neajunsuri ale caracteristicii de frecvenţă a acestuia, preamplificatoarele de microfon au scheme mai simple decît cele pentru doze de ,picup şi pentru capete magnetice (care conţin în plus circuite speciale de corecţie).

Din tabelul 3.1 se constată că microfonul dinamic şi microfonul condensator (considerat cu un prim etaj preamplificator înglobat) pot fi conecate la un preamplificator cu rezistenţa de intrare relativ scăzută, de ordinul a 1 kΩ. În schimb microfonul piezoelectric (microfonul cu cristal) necesită o rezistenţă de intrare ridicată de sute de kΩ.

Descriem la început cîteva scheme de preamplificatoare cu rezistenţă de intrare mică. În figura 3.1 este prezentată schema unui preamplificator cu amplificarea de tensiune 20 (26 dB). Microfonul este legat în circuitul emitorului tranzistorului T, pnp de mică putere de orice tip, dar selecţionat pentru a avea zgomotul propriu cît mai redus. Folosit în conexiunea cu baza comună tranzistorul are un zgomot mic, permiţînd o gamă dinamică destul de mare.

În figura 3.2 este prezentată schema unui alt preamplificator de microfon, cu aproximativ aceeaşi valoare a amplificării de tensiune. Tranzistorul folosit este însă de putere (de pildă ASZ 15, OC 26), lucrează la un curent de colector mai mare şi etajul are rezistenţa de ieşire mică, sub 100Ω. Ca urmare

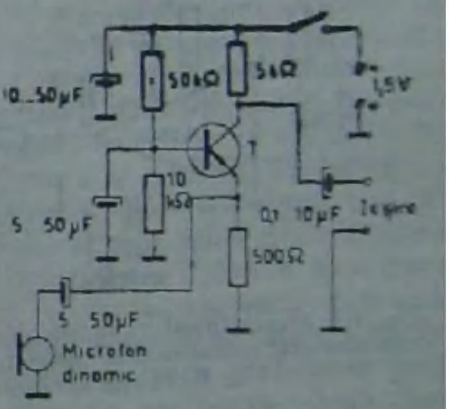


Fig. 3.1. Preamplificator pentru microfon dinamic.

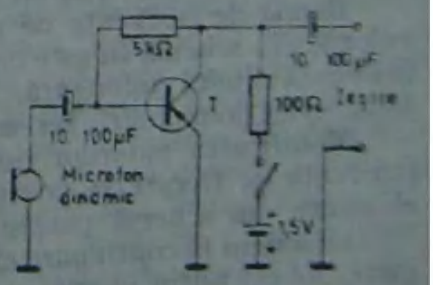


Fig. 3.2. Preamplificator cu rezistenţă de ieşire mică.

* DIN *Deutsche Industrie-Norm*, standard industrial german (în limba germană).

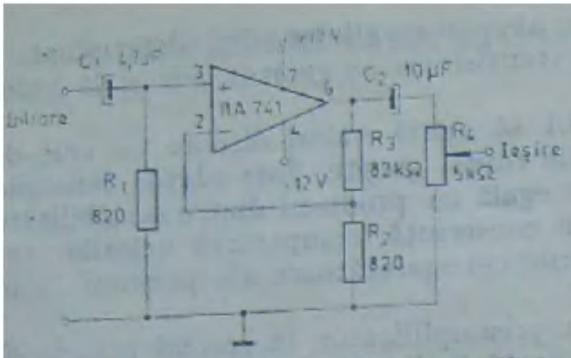


Fig. 3.3. Preamplificator de microfon realizat cu amplificatorul operațional integrat βA 741.

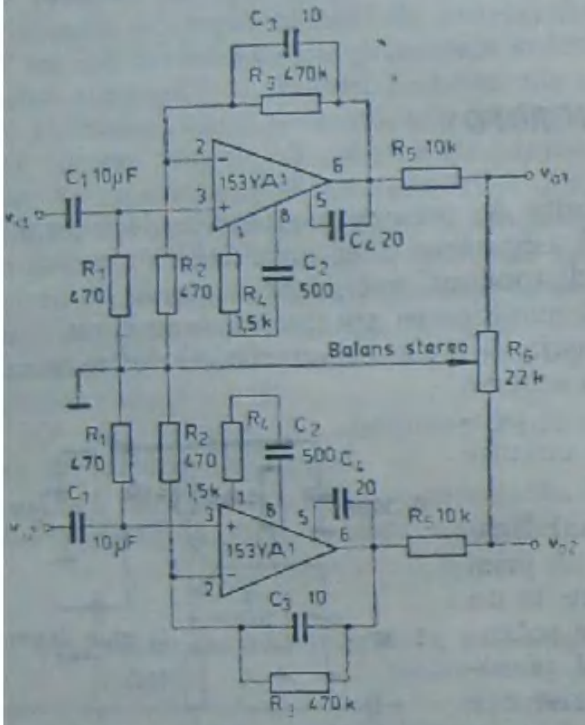


Fig. 3.4. Preamplificator de microfon realizat cu amplificatorul operațional de zgomot mic 153УД1, de fabricație sovietică.

la ieșire se poate lega un cablu destul de lung, fără ca valoarea capacității lui să producă atenuarea sesizabilă a frecvențelor înalte. Ambele circuite descrise sînt alimentabile de la baterii, putînd fi folosite în aparate de teren.

Schema unui preamplificator de microfon simplu, realizat cu amplificatorul operațional integrat βA 741, este dată în figura 3.3. Amplificatorul integrat este folosit într-o schemă cu reacție negativă de tensiune, iar semnalul de la microfon se aplică la intrarea neinversoare. Amplificarea de tensiune se calculează cu formula

$$A_v = 1 + R_3/R_2 \simeq 82\ \text{k}\Omega/0{,}82\ \text{k}\Omega = \quad (3.1)$$

$$= 100\ (40\ \text{dB}).$$

Banda de frecvențe este cuprinsă între 30 ... 10 000 Hz. Dacă se dorește lărgirea benzii la frecvențe înalte trebuie micșorată amplificarea prin micșorarea valorii rezistenței R_3. Frecvența limită superioară crește în raportul în care scade amplificarea. Rezistența de intrare este $R_1 = 820\ \Omega$ și este bine să fie mai mare decît rezistența de ieșire a microfonului. Sensibilitatea este de 1 mV.

Schema preamplificatorului stereofonic de microfon din figura 3.4 folosește amplificatorul operațional de zgomot mic 153УД1, de fabricație sovietică. Structura schemei este aceeași ca în figura 3.3. Formula (3.1) dă $A_v = 1000$ (60 dB), iar rezistența de intrare este $R_1 = 470\ \Omega$ pentru fiecare canal. Circuitele de corecție a caracteristicii de frecvență a amplificatorului operațional asigură amplificarea de 60 dB pînă la frecvența de 20 kHz.

Banda de frecvențe de trecere este determinată de capacitățile C_1 și C_3; pentru valorile din schemă ea este cuprinsă între 30 Hz ... 20 kHz. Capacitatea C_1 determină frecvența limită inferioară, iar C_3, limita superioară. Potențiometrul R_6, conectat între cele două ieșiri, servește la reglarea balansului stereo.

Modificarea valorilor rezistenței de intrare, amplificării de tensiune și benzii de frecvențe de trecere se poate face ușor prin modificarea valorilor unuia sau a două elemente din schemă pentru fiecare canal.

Descriem în continuare cîteva scheme de preamplificatoare cu rezistență de intrare mare, de cel puțin cîteva sute de kiloohmi. Schema din figura 3.5 folosește tranzistoare de siliciu și poate fi construită foarte compact. Poate fi alimentată de la baterie și consumă 2 mA la 4,5 V. Tensiunea nominală de intrare este de 5 mV. Zgomotul propriu este determinat în principal de tranzistorul T_1, care trebuie să fie un tranzistor cu zgomot mic.

Amplificarea totală de tensiune a circuitului este realizată în primul etaj. Etajul cu T_2 este un adaptor de impedanță, care asigură o valoare mică a rezistenței de ieșire. Pentru mărirea amplificării de tensiune a primului etaj se folosește metoda urmăririi de potențial (bootstrap), prin care rezistența de colector de 47 kΩ este echivalentă cu o rezistență diferențială de peste 10 ori mai mare. Amplificarea totală de tensiune poate fi reglată cu potențiometrul R_1 între 20 și 46 dB ($A_v = 10 \ldots 200$). Amplificarea maximă se obține pentru $R_1 = 0$. Banda de frecvențe de trecere, la $\pm$0,5 dB atenuare, este cuprinsă între 30 Hz și 20 kHz. C_1 și C_2 trebuie să fie condensatoare cu pierderi mici (se vor evita condensatoarele electrolitice) pentru a nu influența punctul static de funcționare. Rezistența de intrare are aproximativ 100 kΩ.

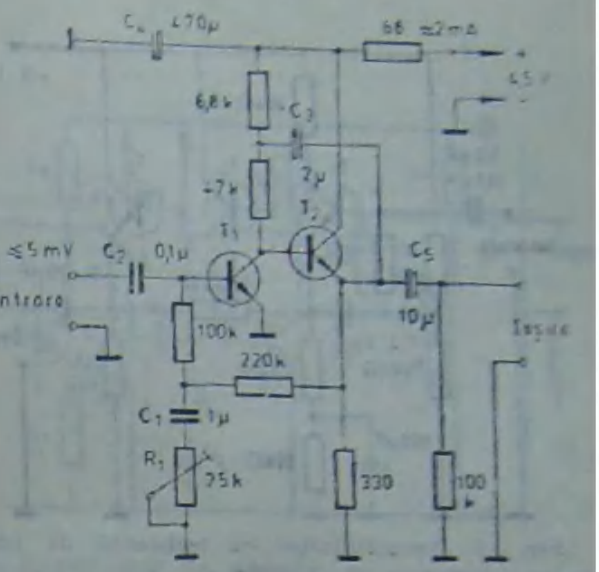


Fig. 3.5. Preamplificator de microfon cu tranzistoare de siliciu și rezistență de intrare de circa 100 kΩ.

Pentru obținerea unor rezistențe de intrare foarte mari sînt potrivite tranzistoarele cu efect de cîmp (TEC), deoarece au rezistența de intrare între poartă (grilă) și sursă foarte mare. În figura 3.6 este arătată schema unui preamplificator simplu pentru microfon cu cristal, realizat cu un tranzistor cu efect de cîmp de tip metal-oxid-semiconductor (TECMOS), cu canal n, în etajul de intrare, și un tranzistor bipolar de tip npn, în etajul al doilea. Tranzistorul T_1 (TECMOS) lucrează ca adaptor de impedanță, fiind montat în conexiunea cu drenă comună (analoagă conexiunii cu colectorul comun — repetorul pe emitor cu tranzistor bipolar). El prezintă o rezistență atît de mare între poartă și sursă încît rezistența de intrare a etajului este practic egală cu R_0, iar aceasta poate fi aleasă după voie între 1 MΩ și cîteva zeci de MΩ. TECMOS are și un zgomot propriu mic, o altă calitate cerută tranzistorului din primul etaj. Cu toate acestea, deoarece amplificarea de tensiune este cu ceva mai mică decît unitatea (etajul este un repetor de tensiune pe sursă), nivelul tensiunii aplicate la intrarea etajului al doilea este la fel de mic cu cel furnizat de microfon, așa încît și tranzistorul T_2 trebuie să fie de zgomot mic. Amplificarea totală de tensiune este de aproximativ 10 ori (20 dB) și este realizată de etajul al doilea. Pentru protejarea porții TECMOS contra supratensiunilor accidentale se pot lega în antiparalel două diode cu siliciu, așa cum este arătat cu linie punctată (D_1 și D_2).

Rezistențe de intrare relativ ridicate (pînă la ordinul a 100 kΩ) pot fi obținute destul de simplu și cu tranzistoare bipolare. O soluție constă în aplicarea metodei urmăririi de potențial pentru polarizarea bazei tranzistorului de intrare, așa cum se vede în schema din figura 3.7. Toate tranzistoarele sînt cu siliciu, de mică putere, cu factor de amplificare între 50 și 1000. Amplificarea de tensiune este determinată de reacția negativă și are valoarea de circa (40 dB).

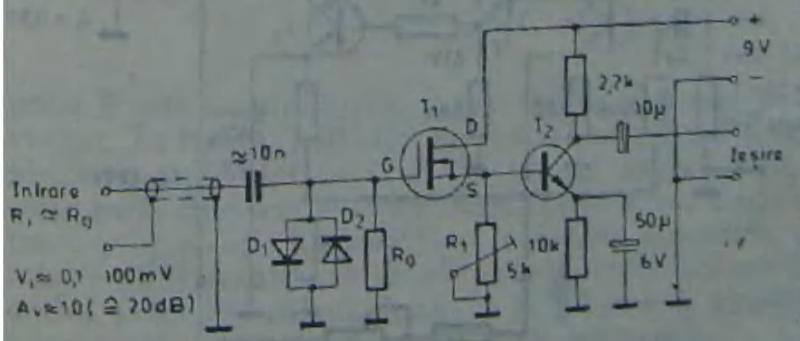


Fig. 3.6. Preamplificator cu TECMOS la intrare, pentru microfon cu cristal.

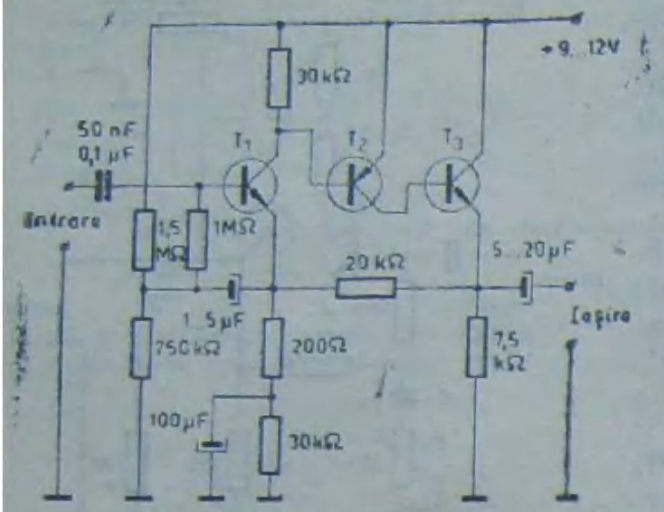


Fig. 3.7. Preamplificator cu rezistență de intrare mare.

În figura 3.8 este arătată o altă schemă cu rezistență de intrare ridicată ($R_i > 50$ kΩ). Toate tranzistoarele sînt cu siliciu, de putere mică, și trebuie să aibă factorul β cel puțin 300. Tranzistorul T_1 trebuie să fie, ca de obicei, de zgomot mic. Valoarea rezistenței însemnate cu asterisc (*) se alege experimental, eventual prin încercări, astfel ca potențialul emitorului tranzistorului T_2 să fie 2,1 V. (În schemă este dată orientativ valoarea de 220 kΩ.) Se va evita folosirea unui condensator electrolitic pentru C_1, deoarece curentul de pierderi al condensatorului electronic poate modifica în mod nedorit regimul static al amplificatorului.

Amplificarea de tensiune poate fi reglată cu potențiometrul de 1 MΩ între aproximativ 5 și 500 (14 pînă la 54 dB). Dacă T_1 este un tranzistor cu zgomot foarte mic, circuitul poate amplifica tensiuni de intrare chiar de numai 0,1 mV, asigurînd un raport semnal/zgomot absolut satisfăcător.

Schema poate fi recalculată pentru alimentare cu tensiune scăzută, de numai 12 V, rezultînd însă o valoare admisibilă a tensiunii de ieșire ceva mai mică : 0,2 V în loc de 0,5 V. În acest scop este suficient să se micșoreze rezistența de colector a lui T_1 de la 220 kΩ la 100 kΩ (ceea ce micșorează amplificarea totală a circuitului cu circa 10 dB) și să se înlocuiască cele două rezistențe de cîte 160 Ω din emitorul lui T_3 cu un potențiometru. La cursorul lui se leagă borna inferioară a rezistenței de 220kΩ din baza lui T_1. Se reglează acest potențiometru pentru a obține aproximativ 1,7 V în emitorul lui T_2. În funcție de datele tranzistoarelor folosite mai poate fi necesară micșorarea rezistenței de colector a T_3 de la 2,2 la 1,6 kΩ.

În figura 3.9 este prezentat un amplificator de microfon cu amplificarea și rezistența de intrare comutabile între două valori. Circuitul este alimentat cu tensiune foarte mică, deci poate fi folosită o baterie. Tranzistoarele sînt cu germaniu. Dacă se inversează polaritatea bateriei și a condensatoarelor electrolitice se pot folosi tranzistoare cu siliciu, care sînt superioare. Pentru tranzistoare cu germaniu se reglează rezistențele de bază R_1, R_2 și R_3 astfel ca $V_{CE} = 0{,}5 \cdot V_B \pm 20\%$ (valori orientative 200 kΩ pînă la 2 MΩ). Comutatoarele K_1 și K_2 sînt cuplate între ele. În poziția I rezistența de intrare este mică (circa 5 kΩ), iar amplificarea de tensiune cel puțin 1000 (60 dB). Amplificatorul este potrivit pentru conectarea unui microfon dinamic sau

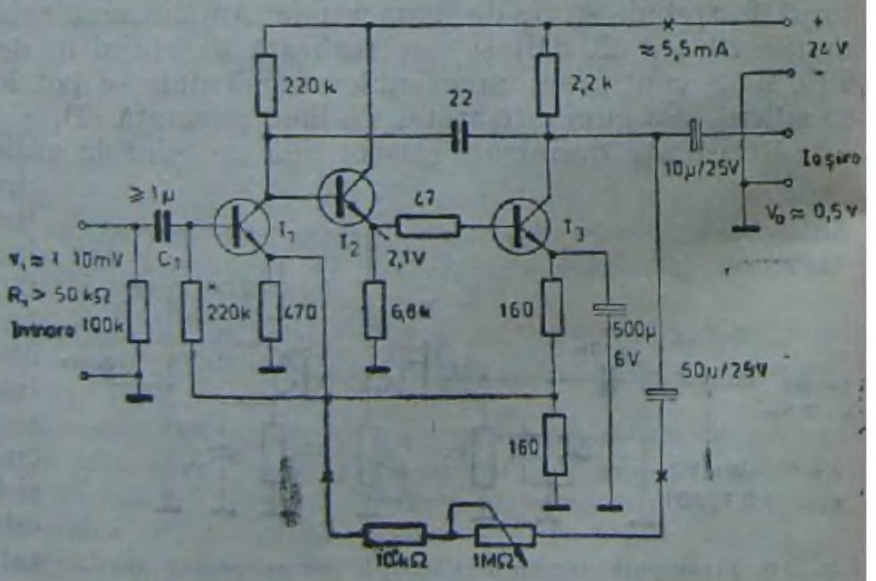


Fig. 3.8. Altă schemă de preamplificator cu rezistență de intrare mare.

magnetic, cu rezistența de ieșire mică. În poziția II T_1 lucrează ca adaptor de impedanță. Rezistența de intrare este cuprinsă între 100 și 500 kΩ (în funcție de factorul de amplificare în curent al tranzistorului T_1). Numai etajele doi și trei amplifică în acest caz tensiunea, așa încît amplificarea totală de tensiune este mai mică, cuprinsă între 30 și 100 (30 pînă la 40 dB). Întrucît microfoanele cu impedanță de ieșire mare furnizează o tensiune mare (de exemplu microfonul cu cristal), tensiunea de ieșire a amplificatorului este aproximativ egală cu cea din cazul anterior. Pentru menținerea scăzută a distorsiunilor neliniare trebuie ca tensiunea de intrare să nu depășească 0,5 mV în poziția I și 5 mV în poziția II. Rezistența de ieșire de 1 kΩ este suficient de mică pentru a permite legarea unui cablu ecranat cu lungimea pînă la 100 m. Amplificatorul consumă un curent de aproximativ 1 mA.

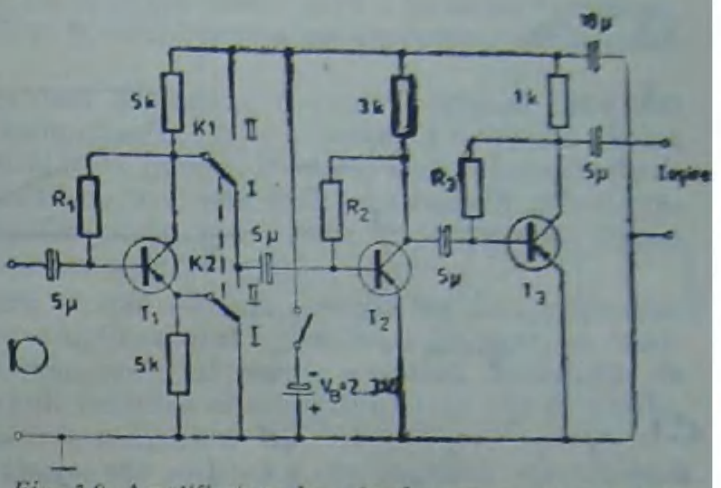


Fig. 3.9. Amplificator de microfon cu comutarea valorilor amplificării și rezistenței de intrare.

3.2. *PREAMPLIFICATOARE PENTRU DOZE DE PICUP*

Cerințele pe care trebuie să le satisfacă preamplificatoarele pentru doze de picup decurg din specificul înregistrării pe disc și proprietățile dozelor folosite. Înregistrările actuale pe disc au o caracteristică de frecvență care nu este plată. Pentru a compensa acest fapt, sistemul de redare (în particular doza și preamplificatorul, considerate împreună) trebuie să aibă o caracteristică de frecvență simetrică față de cea a înregistrării. Din rezistența de ieșire și tensiunea furnizată de doză rezultă rezistența de intrare și sensibilitatea necesare pentru preamplificator.

În vederea înțelegerii problemelor pe care le ridică înregistrarea sunetului pe disc — și deci redarea lui — este util să examinăm cîteva aspecte legate de gravarea discurilor.

Șanțul de pe suprafața unui disc stereo este tăiat de un ac gravor, care are o mișcare laterală oscilatorie, comandată de semnalul de audiofrecvență de înregistrat. Presupunînd că semnalul audio este o sinusoidă, între amplitudinea deplasării laterale a acului gravor, viteza maximă a deplasării și pulsația semnalului există relația

$$\xi = v/\omega, \tag{3.2}$$

unde ξ este amplitudinea, v este viteza și ω este pulsația ($\omega = 2\pi f$, unde f este frecvența). În figura 3.10 sînt prezentate cele două procedee de gravare folosite la înregistrarea sunetului pe disc. În primul (figura 3.10, a) se păstrează viteza maximă constantă cînd variază frecvența (viteza maximă este viteza cu care acul gravor trece prin poziția de echilibru, respectiv sinusioda intersectează axa timpului). Din relația (3.2) rezultă că amplitudinea deplasării scade cu creșterea frecvenței. În al doilea procedeu (figura 3.10, b) se păstrează amplitudinea constantă. Conform aceleiași relații, viteza crește liniar cu frecvența.

Dacă s-ar folosi procedeul de gravare cu viteză constantă în tot domeniul de frecvențe, la frecvențele joase ar rezulta amplitudini foarte mari, ceea ce ar impune

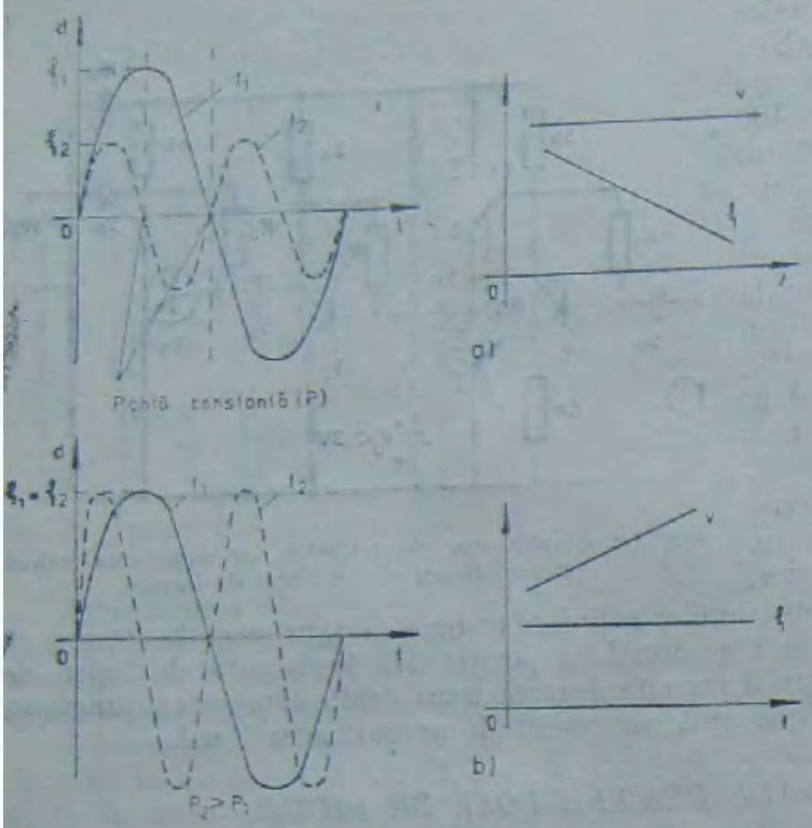


Fig. 3.10. Două procedee de înregistrare a sunetului pe disc: a — cu viteză maximă constantă (panta sinusoidei la trecerea prin zero nu depinde de frecvență); b — cu amplitudine constantă.

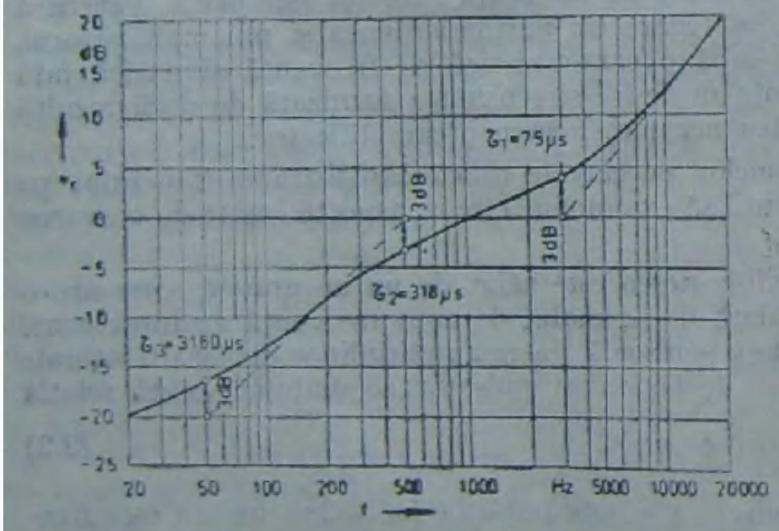


Fig. 3.11. Caracteristica de frecvență a înregistrării pe disc (caracteristica de frecvență a vitezei maxime de gravare).

distanțe mari între șanțuri în scopul evitării întretăierii lor. Ar rezulta o durată mică de redare a discului. Amplitudinea deplasării este limitată în prezent la 50 μm. În schimb, amplitudinile care ar rezulta la frecvențele înalte ar fi foarte mici și raportul semnal/zgomot ar fi prea scăzut la aceste frecvențe. Din considerentele arătate aici (și altele omise), la înregistrarea sunetului pe disc se folosesc ambele procedee.

În prezent gravarea discurilor se face conform unei caracteristici de frecvență standardizate, arătate în figura 3.11. (Mai exact, este vorba de caracteristica de frecvență a vitezei de gravare.) În ordonată este reprezentată viteza maximă relativă (în dB), adică raportul dintre valoarea ei curentă și valoarea la frecvența de 1000 Hz. În abscisă este reprezentată frecvența la scară logaritmică. Caracteristica de frecvență a vitezei de gravare este echivalentă caracteristicii de frecvență a unui circuit cu celule RC având respectiv constantele de timp $\tau_1 = 75$ μs, $\tau_2 = 318$ μs și $\tau_3 = 3180$ μs. Peste frecvența de 2122 Hz viteza de gravare crește liniar cu frecvența și deci amplitudinea de gravare este constantă. Se îmbunătățește astfel raportul semnal/zgomot față de înregistrarea cu viteză constantă. Gravarea se face cu amplitudine constantă și la frecvențe joase, între 50 și 500 Hz. Sub 50 Hz se gravează cu viteză constantă pentru îmbunătățirea raportului semnal/zgomot. În domeniul frecvențelor medii, 500 ... 2122 Hz, se gravează cu viteză constantă.

Dozele cu cristal și cele ceramice furnizează o tensiune proporțională cu amplitudinea deplasării vîrfului de redare. La redarea unui disc cu o astfel de doză, fără corecție de frecvență, caracteristica de frecvență a semnalului redat este orizontală în zonele din figura 3.11 în care amplitudinea de gravare este constantă (viteza de gra-

vare liniar crescătoare cu frecvența), adică între 50 și 500 Hz și peste 2122 Hz. În schimb, de la 500 la 2122 Hz nivelul de redare scade cu 12 dB. Totuși, datorită calităților lor în general scăzute ale acestor doze (cu excepția valorii mari a tensiunii furnizate), ele nu se utilizează în aparatura HiFi și preamplificatoarele respective nu necesită circuite de corecție.

Dozele piezoelectrice furnizează în mod obișnuit o tensiune cuprinsă între 200 mV și 2V. Ele nu au deci nevoie de preamplificator, ci se conectează de regulă direct intrare a acestui etaj (sau a regulatorului de ton) este însă prea mică și atunci este necesară intercalarea unui preamplificator pentru adaptarea impedanțelor. Uneori se prevede și o oarecare corecție a caracteristicii de frecvență.

În figura 3.12, a este dată cea mai simplă schemă posibilă de preamplificator pentru doză piezoelectrică. El folosește amplificatorul operațional integrat de fabricație sovietică 140УД6 într-un circuit neinversor cu reacție negativă. Rezistența de intrare este $R_1 = 1$ MΩ, iar amplificarea de tensiune este 10 (20 dB). În caz de nevoie, amplificarea poate fi mărită prin micșorarea rezistenței R_2.

Pentru asigurarea simetriei dintre alternanța pozitivă și cea negativă este necesară ajustarea experimentală a rezistenței R_3^*, ținîndu-se astfel cont de curenții de polarizare la intrare. Tipul de amplificator operațional dat mai sus permite obținerea performanțelor optime din punct de vedere al zgomotului; se pot însă folosi și amplificatoare cu tranzistoare cu efect de cîmp la intrare.

Modificînd caracteristica de frecvență în domeniul frecvențelor joase așa cum este indicat cu linie întreruptă în figura 3.12, b, se îmbunătățește calitatea redării. În acest scop se conectează în paralel cu rezistența de reacție R_3^*, un circuit RC serie cu valorile $R = R_3^*$ și $C = 2$ nF. Pentru ca amplificarea de tensiune să rămînă egală cu 10 la frecvențele mai mari de 1 kHz, se micșorează valoarea rezistenței R_2 la 50 kΩ.

Dozele care funcționează pe principiul inducției electromagnetice furnizează o tensiune proporțională cu viteza deplasării laterale a virfului de redare. Cele două categorii de asemenea doze, cele magnetice și cele dinamice, au deci o caracteristică de frecvență identică cu caracterisica de frecvență a vitezei de gravare din figura 3.11. Deoarece caracteristica globală înregistrare--redare trebuie să fie plată, preamplificatoarele folosite la aceste doze trebuie să aibă o caracteristică de frecvență simetrică față de cea a înregistrării, așa cum se arată în figura 3.13. În ordonată este dat nivelul tensiunii de ieșire, exprimat prin raportul dintre valoarea ei curentă și valoarea la frecvența de 1 kHz, în dB. În abscisă este dată frecvența la scară logaritmică. Această caracteristică „de corecție" se numește curbă de egalizare RIAA (Record Industry Association of America).

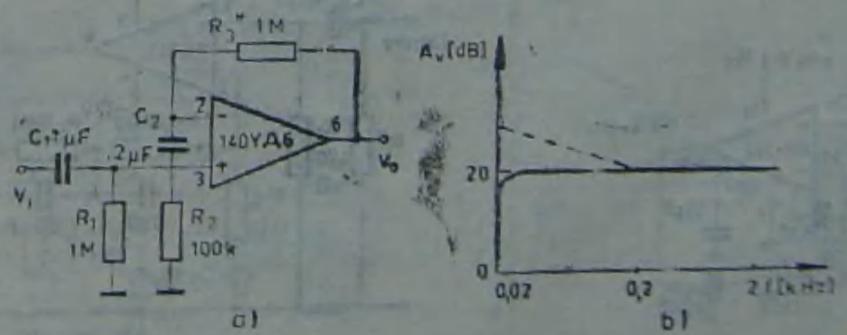


Fig. 3.12. Preamplificator cu rezistență de intrare mare (1 .) pentru doză piezoelectrică: a — schema electrică; b — caracteristica e frecvență.

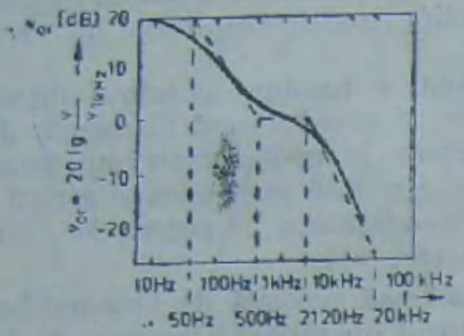


Fig. 3.13. Caracteristica standardizată de frecvență a preamplificatoarelor pentru doze magnetice și dinamice (curba de egalizare RIAA).

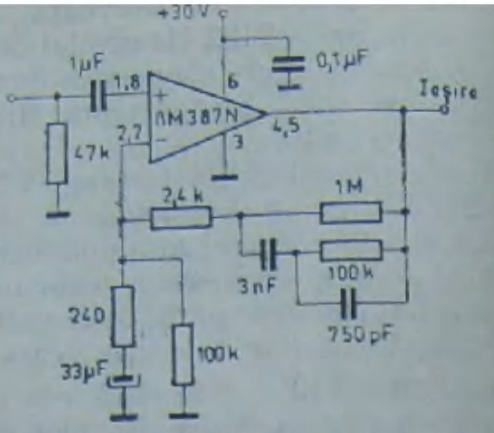


Fig. 3.14. Preamplificator cu egalizare RIAA pentru doză magnetică.

Un exemplu de preamplificator pentru doză magnetică este prezentat în figura 3.14. El este echipat cu una dintre unitățile preamplificatorului dublu de zgomot mic tip βM 387 N, fabricat la I.P.R.S. Băneasa. Caracteristica RIAA este realizată de rețeaua de reacție. Aceeași schemă poate fi echipată și cu una dintre unitățile preamplificatorului dublu de zgomot mic tip βM 381, modificînd numai legăturile la capsulă conform configurației terminalelor, care diferă la cele două tipuri.

În figura 3.15 este arătat un exemplu de preamplificator pentru doză magnetică, cu egalizare tip RIAA, echipat cu o unitate a preamplificatorului dublu de zgomot mic tip βM382.

În afara amplificatoarelor integrate destinate special utilizării ca preamplificatoare de zgomot propriu mic, în preamplificatoarele de audiofrecvență se pot folosi și amplificatoarele operaționale de uz general. Un exemplu de preamplificator pentru doză magnetică, cu corecție RIAA, echipat cu circuitul integrat βA 741, este prezentat în figura 3.16. Se utilizează configurația neinversoare cu reacție negativă, a cărei amplificare de tensiune la frcvența de 1 kHz este $A_v = 1 + R_3/R_2 \simeq 100$ (40 dB). Menționăm că valoarea tipică a amplificării de tensiune la 1 kHz, în cazul utilizării corecției de tip RIAA, este 40 dB, astfel încît în urma atenuării cu 20 dB a frecvențelor înalte față de amplificarea la 1 kHz ele să mai fie totuși amplificate cu circa 20 dB (de 10 ori). Corecția RIAA (pentru redare) este realizată cu circuitul de reacție, cele

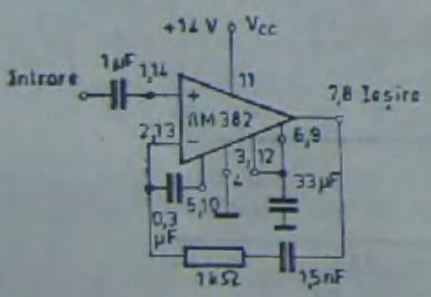


Fig. 3.15. Preamplificator cu egalizare RIAA pentru doză magnetică.

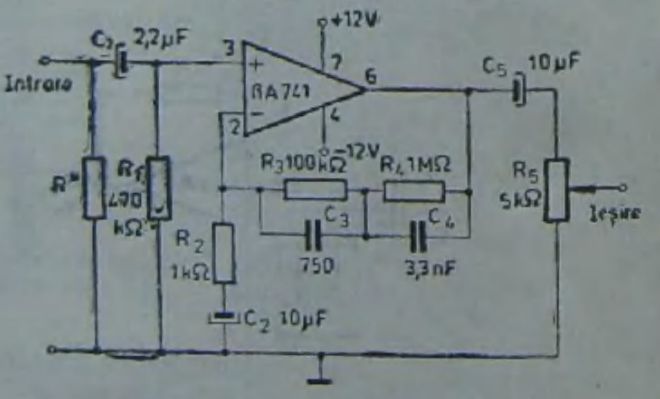


Fig. 3.16. Preamplificator cu egalizare RIAA pentru doză magnetică, echipat cu amplificator operațional de uz general.

trei constante de timp fiind exprimate prin produsele R_3C_3 (75 μs), R_3C_4 (318 μs) și R_4C_4 (3180 μs). Rezistența R* se va lua de circa 10 ori mai mare decît rezistența de ieșire a dozei.

Un alt preamplificator pentru doze magnetice și dinamice este prezentat în figura 3.17. El este echipat cu amplificatorul operațional A109 (R.D.G.), iar structura schemei este aceeași ca la preamplificatorul precedent. Divizorul de tensiune format din rezistențele R_2 și R_3 permite alimentarea circuitului cu tensiune de o singură polaritate (+24 V), care nu trebuie să fie foarte bine stabilizată, dar trebuie să fie foarte bine filtrată (pentru micșorarea brumului). Dacă ultima condiție nu este asigurată, se introduce o filtrare suplimentară prin înlocuirea rezistenței R_2 cu două rezistențe, de 100 kΩ și 470 kΩ (legate în această ordine de la +24 V) și conectarea între punctul lor comun și masă a unui condensator electrolitic de 10 pînă la 22 μF. Dacă se alege în mod corespunzător exemplarul de circuit integrat A 109 se poate utiliza o tensiune de alimentare mai mică, cuprinsă între +12 și +15 V.

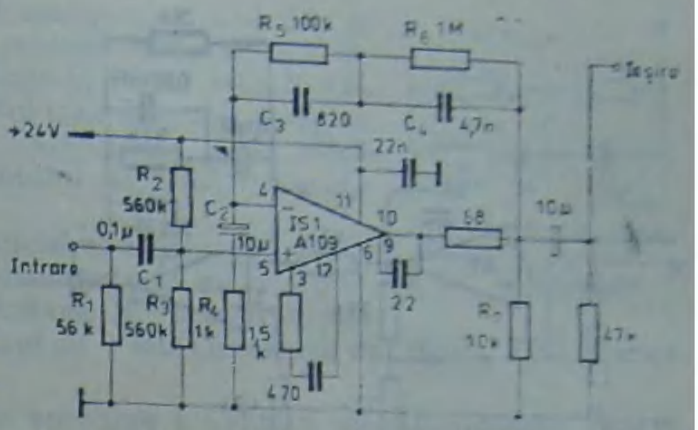


Fig. 3.17. Preamplificator corector RIAA pentru doze magnetice și dinamice, echipat cu amplificatorul operațional A109 (RDG).

În folosirea amplificatoarelor operaționale de uz general la realizarea preamplificatoarelor audio, unul dintre criteriile pricipale de alegere a tipului îl constituie nivelul scăzut al zgomotului propriu. Aplicînd acest criteriu, din producția sovietică sînt recomandate tipurile 153УД1, 153УД2, pentru surse de semnal cu rezistența de ieșire mică, și 140УД6, 140УД8, pentru surse cu rezistența de ieșire mare. Schema electrică a unui preamplificator pentru doză magnetică, echipat cu circuitul integrat 153УД1, este dată în figura 3.18, a. Caracteristica de frecvență normată (amplificarea de tensiune împărțită cu valoarea ei pentru 1 kHz) este dată în figura 3.18, b. Ea se abate cu numai ±0,4 dB față de curba standardizată. Rezistența de intrare a circuitului este $R_1 = 51$ kΩ. Raportul semnal/zgomot în banda 20 Hz ... 20 kHz este 63 dB. Tensiunea maximă admisibilă la intrare pentru distorsiuni neliniare de cel mult 1% este 77 mV (sau 25,7 dB față de valoarea de referință de 4 mV).

În figura 3.19 este prezentată schema unui alt preamplificator pentru doză magnetică, avînd un raport semnal/zgomot foarte bun (75 dB) care se obține prin folo-

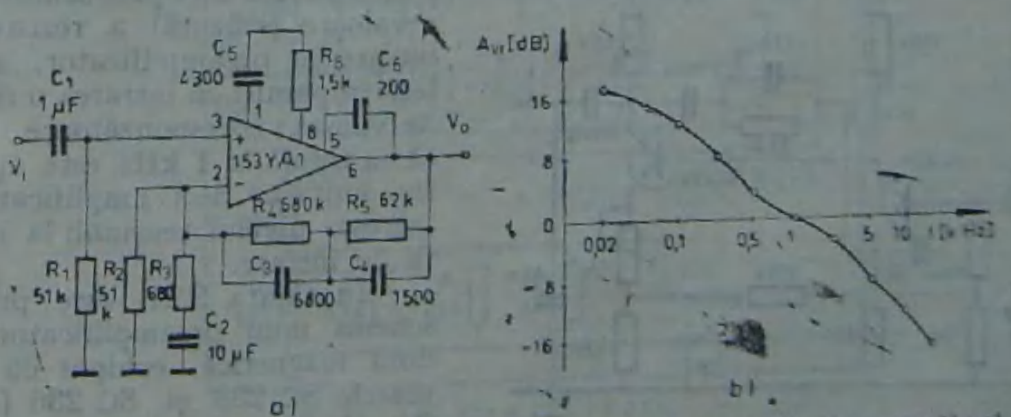


Fig. 3.18. Preamplificator pentru doză magnetică echipat cu amplificator operațional 153УД1 (URSS): a — schema electrică; b — caracteristica de frecvență.

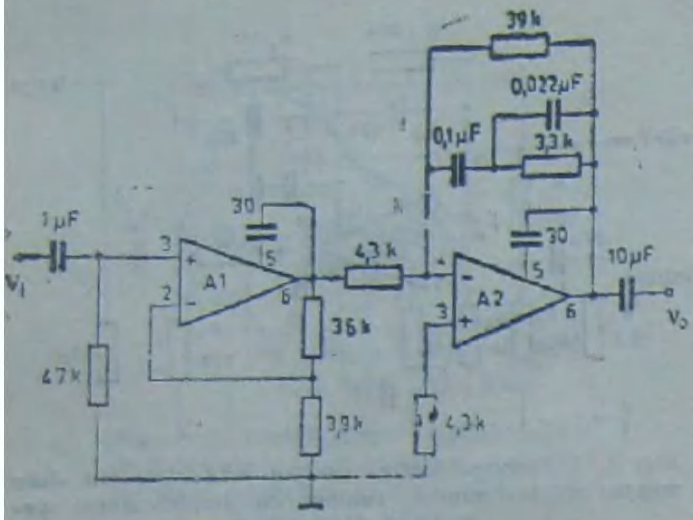


Fig. 3.19. Preamplificator cu zgomot mic pentru doză magnetică.

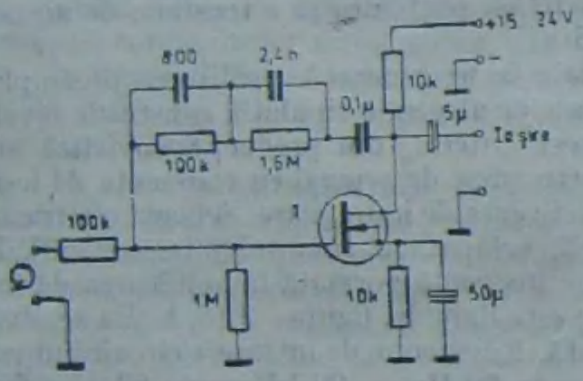


Fig. 3.20. Preamplificator cu un TEC.

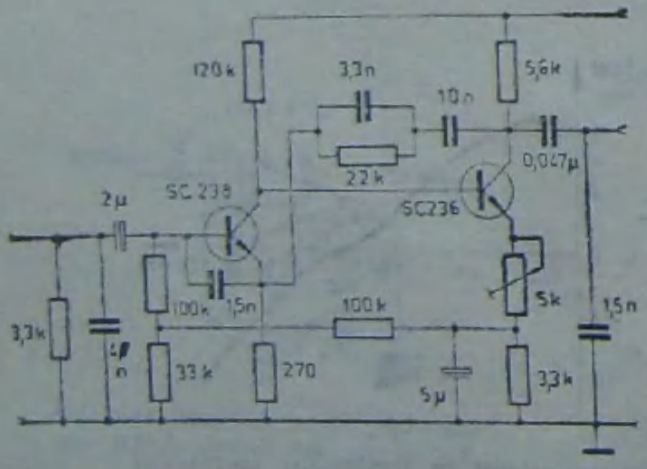


Fig. 3.21. Preamplificator pentru doză magnetică, echipat cu două tranzistoare.

sirea a două amplificatoare operaționale de tipul 153УД2. Primul etaj folosește configurația neinversoare și are amplificarea de tensiune 10 (20 dB). Etajul al doilea realizează ridicarea frecvențelor joase și atenuarea frecvențelor înalte, atît pentru semnalul util, cît și pentru zgomot. Această distribuire a rolurilor îmbunătățește raportul semnal/zgomot cu circa 10 dB față de schema cu un singur amplificator operațional. Dacă se folosesc componente pasive de precizie și calitate superioare, abaterea caracteristicii de frecvență față de cea standardizată este de cel mult 0,5 dB, valoarea maximă admisibilă a tensiunii de intrare este 400 mV (40 dB față de 4 mV).

Prezentăm în continare cîteva scheme cu tranzistoare discrete. Schema din figura 3.20 folosește un singur tranzistor cu efect de cîmp de tip SM 103 (R.D.G.), cu tensiunea de prag $V_p \simeq 5$ V. Dacă se dispune de un tranzistor cu altă valoare a tensiunii de prag, trebuie modificată valoarea rezistenței de 10 kΩ legată la terminalul sursă pentru obținerea valorii corecte a tensiunii de poartă. Corecția caracteristicii de frecvență este realizată de circuitul de reacție dintre drenă și poartă, inclusiv rezistența de poartă de 1 MΩ și rezistența serie de la intrare, de 100 kΩ, ale căror valori trebuie deci să fie cele indicate. Dacă se folosește o doză magnetică pentru care producătorul indică o valoare (scăzută) a rezistenței de intrare în preamplificator, se poate lega în paralel cu intrarea o rezistență de valoare corespunzătoare. Amplificarea totală la 1 kHz este aproximativ unitară, deci amplificatorul nu mărește nivelul tensiunii la ieșire față de intrare.

În figura 3.21. este prezentată schema unui preamplificator pentru doză magnetică, echipat cu tranzistoarele SC 238 și SC 236 (R.D.G.). Cele două etaje sînt cuplate direct. Combinația RC de la intrare asigură adaptarea optimă a sursei de semnal.

Circuitul de reacție dintre colectorul tranzistorului al doilea și emitorul primului tranzistor realizează corecția caracteristicii de frecvență. Amplificarea totală de tensiune la 1 kHz este 40 dB. Prin combinația de elemente din emitorul tranzistorului al doilea se asigură o atenuare suplimentară a frecvențelor joase, adică circuitul lucrează și ca filtru al zgomotului de joasă frecvență specific redării discurilor.

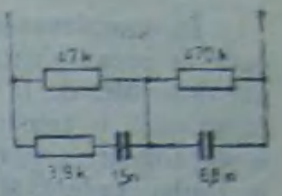


Fig. 3.22. Circuit de corecție a caracteristicii de frecvență.

Un preamplificator corector de inaltă calitate, echipat cu trei tranzistoare, se obține dacă se inlocuiește in schema preamplificatorului din figura 3.8 intre punctele XX grupul format din rezistența de 10 kΩ și potențiometrul de 1 MΩ cu schema din figura 3.22, pentru realizarea corecției de frecvență.

Unul dintre criteriile principale de apreciere a calității amplificatoarelor pentru semnale mici este raportul semnal/zgomot. Așa cum am precizat în repetate rinduri, în acest scop este necesară folosirea unor tranzistoare cu zgomot propriu mic și alegerea punctului static de funcționare pentru asigurarea zgomotului minim, cel puțin în etajul de intrare. Configurația reacției negative influențează și nivelul zgomotului. Astfel, în cazul dozelor magnetice reacția negativă serie la intrare conduce la un nivel mai mic decît configurația paralel la intrare. Reacția serie are și avantajul unei rezistențe de intrare mai mari a amplificatorului. (Dacă este necesară conectarea dozei pe o rezistență mai mică, se poate lega o rezistență de valoare potrivită în paralel cu intrarea amplificatorului.)

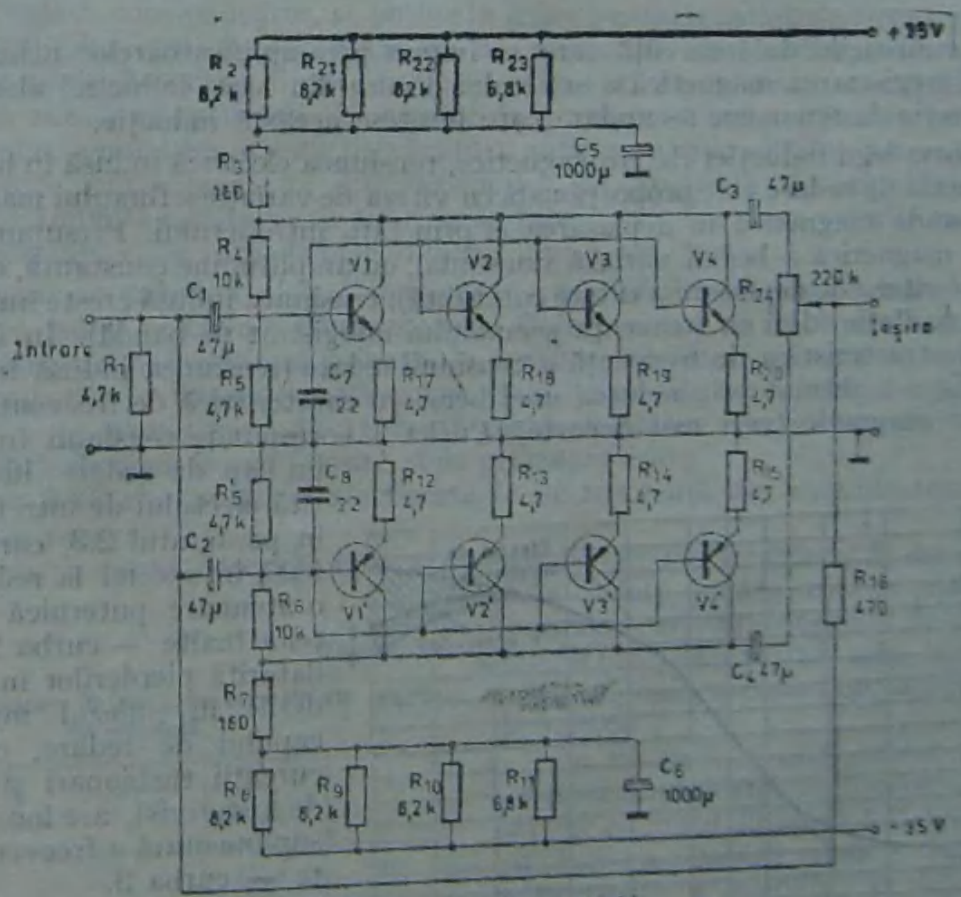


Fig. 3.23. Preamplificator pentru doze dinamice, cu raport semnal/zgomot îmbunătățit.

În completarea acestei discuții amintim o soluție de micșorare a zgomotului aplicată la preamplificatoarele pentru dozele dinamice (doze cu bobină mobilă, prescurtat doze MC de la *Moving-Coil* — bobină mobilă în limba engleză). Dozele dinamice furnizează o tensiune cu circa 20 dB mai mică decît dozele magnetice cu magnet mobil folosite general în prezent (doze MM, de la *Moving-Magnet* — cu magnet mobil, în limba engleză) și problema zgomotului se pune mai acut. În rezolvarea ei se pornește de la următoarea proprietate. Dacă se conectează în paralel n surse de zgomot (de exemplu tranzistoare), datorită faptului că tensiunile lor de zgomot au fazele necorelate, adunarea lor se face pătratic, ceea ce are drept consecință creșterea tensiunii rezultante cu $\sqrt{n}$. Dacă la intrările unui număr de n tranzistoare legate în paralel se aplică același semnal util, tensiunea utilă rezultantă pe o sarcină comună crește proporțional cu n. Rezultă că raportul semnal/zgomot variază proporțional cu $n/\sqrt{n} = \sqrt{n}$, deci crește cu $\sqrt{n}$. Astfel, dacă se leagă în paralel două etaje amplificatoare, raportul semnal/zgomot crește cu 3 dB (de $\sqrt{2}$ ori) și crește în continuare cu 3 dB la fiecare dublare a numărului etajelor. Din motive economice, pentru fiecare canal al unui amplificator stereo se folosesc 4 sau 8 amplificatoare integrate, respectiv 8 sau 16 tranzistoare discrete (figura 3.23).

3.3. *PREAMPLIFICATOARE PENTRU CAPETE MAGNETICE*

Caracteristicile de frecvență care se impun preamplificatoarelor utilizate la redarea și înregistrarea magnetică a sunetului decurg din legea inducției electromagnetice și o serie de fenomene secundare care însoțesc această inducție.

Conform legii inducției electromagnetice, tensiunea electrică indusă în bobina unui cap magnetic de redare este proporțională cu viteza de variație a fluxului magnetic produs de banda magnetică în deplasarea ei prin fața întrefierului. Presupunînd că remanența magnetică a benzii variază sinusoidal, cu amplitudine constantă, de-a lungul benzii (iar viteza de deplasare a ei este constantă), tensiunea indusă crește liniar cu frecvența de oscilație (deci cu frecvența semnalului înregistrat pe bandă). În figura 3.24 este dată caracteristica de frecvență a tensiunii redate (tensiunea indusă în capul de redare). Ea s-a obținut prin redarea unei benzi cu caracteristică de frecvență normată a fluxului magnetic (vezi mai departe). Curba 1 corespunde tensiunii furnizate de un cap de redare ideal. Datorită efectului de întrefier descris în paragraful 2.3, care se manifestă în special la redare, apare o atenuare puternică a frecvențelor înalte — curba 2. În fine, datorită pierderilor în fier (pierderile în miezul magnetic al capului de redare, cauzate de curenții turbionari și pierderile de histerezis), are loc o atenuare suplimentară a frecvențelor înalte — curba 3.

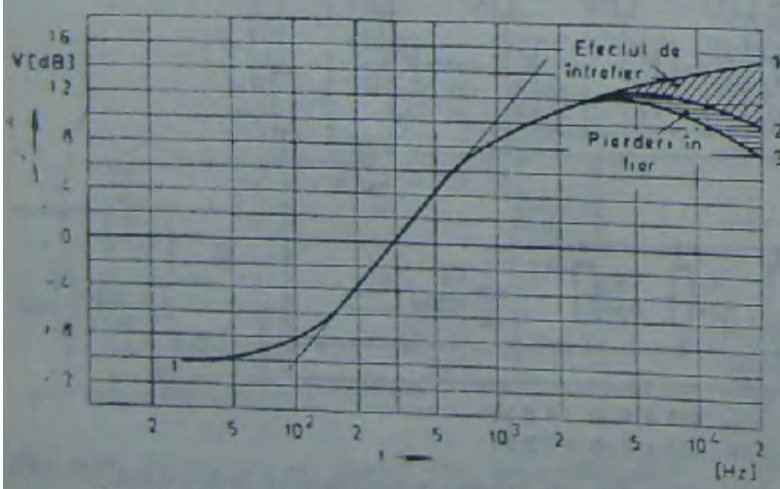


Fig. 3.24. Caracteristica de frecvență a tensiunii redate.

Pentru a obține la redare o caracteristică globală plată de frecvență (a capului de redare împreună cu preamplificatorul

de redare) trebuie ca preamplificatorul de redare să aibă o caracteristică simetrică față de cea a capului de redare dată în figura 3.24. În plus, această corecție trebuie să se facă diferit în funcție de tipul și viteza benzii. De aceea, indiferent de aparatul avut în vedere, corecția necesară la redare se stabilește cu ajutorul unei benzi avînd o caracteristică de frecvență standardizată pentru fluxul magnetic. Fiecare bandă standardizată are patru părți, pe care sînt făcute următoarele înregistrări:

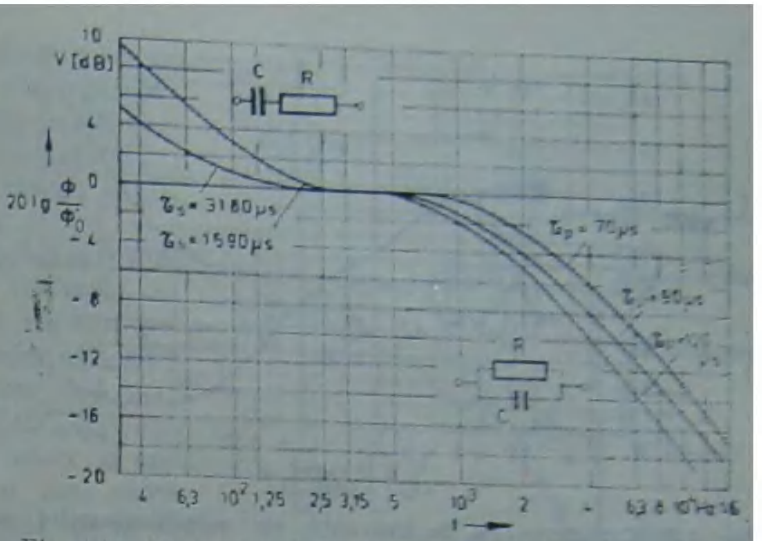


Fig. 3.25. Caracteristicile de frecvență standardizate ale fluxului magnetic pentru diferite benzi de referință.

Partea 1: înregistrare cu fluxul de referință;

Partea 2: înregistrare pentru reglarea întrefierului;

Partea 3: partea cu caracteristica de frecvență standardizată pentru fluxul magnetic (figura 3.25);

Partea 4: fără înregistrare.

Dacă se redă o bandă standardizată cu un preamplificator avînd caracteristica de corecție reglată corespunzător, se obține la ieșire o caracteristică de frecvență plată. În figura 3.25 sînt arătate caracterisicile de frecvență standardizate ale fluxului magnetic ale părții 3 pentru diferite benzi de referință. Atenuarea frecvențelor înalte este datorită autodemagnetizării și efectului de întrefier la redare. Pentru îmbunătățirea raportului semnal/brum este prevăzută o ridicare a frecvențelor joase. Caracteristicile arătate sînt echivalente caracteristicilor de frecvență ale impedanței unor celule RC cu anumite constante de timp τ. În tabelul 3.2 sînt date valorile standardizate ale constantelor de timp pentru diferite viteze ale benzii.

La înregistrare trebuie realizată compensarea atenuării frecvențelor înalte printr-o preaccentuare, adică printr-o predistorsionare. Caracteristica de frecvență a amplificatorului de înregistrare trebuie să asigure, la tensiune de intrare constantă, obținerea unui flux magnetic în bandă corespunzător fluxului benzii de referință. La redare rezultă atunci o caracteristică de frecvență plată. Reglarea amplificatorului de înregistrare depinde de tipul benzii folosite și de premagnetizare.

În figura 3.26 sînt arătate caracteristicile de frecvență ale amplificatoarelor de înregistrare și redare.

În cele ce urmează descriem cîteva scheme de preamplificatoare de înregistrare și de redare pentru capete magnetice. Deoarece curentul consumat de capul de înregistrare este foarte mic, la înregistrare nu este necesar un amplificator de putere.

În figura 3.27 este prezentată schema unui amplificator de înregistrare echipat cu circuitul integrat LM 381, utilizat într-un montaj analog conexiunii neinversoare a amplificatorului operațional cu reacție negativă. Circuitul integrat LM 381 este un preamplificator

Tabelul 3.2.

Valorile constantelor de timp de corecție ale benzilor de referință

v_B cm/s	τ_s μs	τ_p μs
9,5 (rolă)	3180	90
4,75 (casetă)	1590	120
4,75 (dioxid de crom)	3180	70
4,75 (oxid de fier)	3180	120

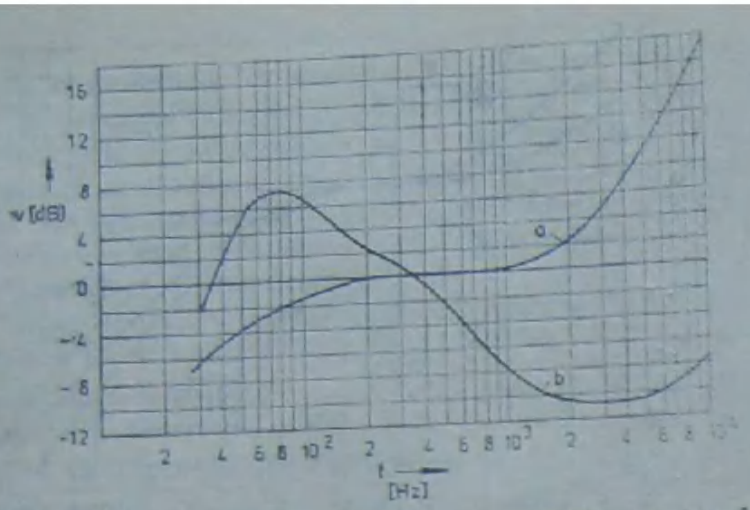


Fig. 3.26. Caracteristicile de frecvență ale amplificatoarelor de înregistrare și redare: a — înregistrare; b — redare.

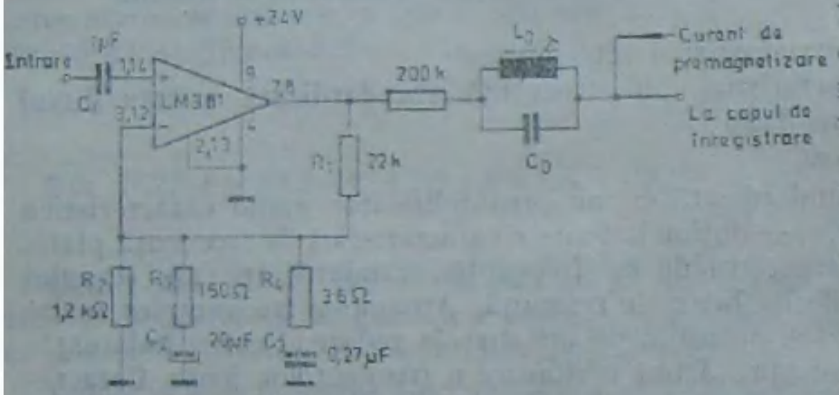


Fig. 3.27. Amplificator de înregistrare echipat cu circuitul integrat LM 381 (echivalent românesc βM 381).

dublu cu zgomot propriu mic, la care valoarea eficace a tensiunii totale echivalente de zgomot la intrare, în banda de frecvențe 10 Hz... 10 kHz și pentru rezistența sursei de semnal $R_s = 600\ \Omega$, este 0,5 μV. În afara regimului de funcționare obișnuit la amplificatoarele operaționale, în care intrarea neinversoare și cea inversoare sînt terminalele bazelor celor două tranzistoare de la intrare (și amîndouă aceste tranzistoare sînt active), circuitul mai are un regim de funcționare, în care baza tranzistorului inversor este pusă la masă (borna 2, respectiv 13 pentru cele două unități ale integratului) și el este inactiv (blocat), iar ca intrare inversoare este utilizat emitorul tranzistorului neinversor (borna 3, respectiv 12). În ultimul regim tensiunea de zgomot la intrare este de $\sqrt{2}$ ori mai mică decît în primul, fiindcă în acest regim este activ numai unul dintre cele două tranzistoare de intrare. În schema din figura 3.27 circuitul integrat LM 381 este utilizat în ultimul regim.

Amplificarea de tensiune la frecvențele medii este $A_v \simeq 1 + R_1/R_3 \simeq 150$ (43,6 dB). Preaccentuarea frecvențelor înalte este asigurată de rețeaua de reacție. Începînd cu frecvența $f_1 = 1/(2\pi R_3 C_3)$ se simte efectul capacității C_3, reacția scade cu creșterea frecvenței și amplificarea montajului crește cu 6 dB/octavă (se dublează cu dublarea frecvenței). De la frecvența $f_2 = 1/(2\pi R_1 C_3)$, care se alege egală cu frecvența limită superioară a capului de înregistrare, amplificarea rămîne constantă. Pentru valorile din schemă rezultă $f_1 = 4$ kHz și $f_2 = 16$ kHz.

Frecvența limită inferioară este $f_L = 1/(2\pi R_3 C_2) = 50$ Hz.

Utilizînd ca sursă de semnal un microfon care furnizează tensiunea maximă de 10 mV, amplificatorul dă la ieșire tensiunea maximă de 6 V (la frecvența de 16 kHz, unde amplificarea de tensiune este maximă, $A_v = 600$ sau 55,6 dB). Rezistența $R_5 = 200\ \text{k}\Omega$ asigură un curent maxim de înregistrare de 30 μA.

În fine, inductanța L_0 și capacitatea C_0 formează un circuit derivație acordat pe frecvența oscilatorului de premagnetizare, care împiedică pătrunderea curentului de premagnetizare spre amplificatorul de înregistrare.

Menționăm că echivalentul românesc al circuitului integrat LM 381 este βM 381, iar cel sovietic, K548UI1.

Amplificatoarele de înregistrare pot fi realizate și cu amplificatoare operaționale integrate de uz general, dar acestea au zgomotul propriu mai mare. De exem-

plu, circuitul βA 741 are valoarea eficace a tensiunii totale echivalente de zgomot la intrare de circa 2 μV, deci de patru ori mai mare decît LM 381. În aceleași condiții de utilizare rezultă un raport semnal/zgomot cu 12 dB mai mic.

În figura 3.28 este dată schema unui amplificator de înregistrare realizat cu un singur tranzistor, folosit ca repetor pe emitor. Tensiunea maximă de ieșire este 4 V, iar curentul maxim de înregistrare, 0,4 mA. Începînd cu frecvența $f = 1/(2\pi C_2 R_4)$ capacitatea C_2 începe să aibă efect și are loc preaccentuarea frecvențelor mai mari decît această valoare. Circuitul oscilant derivație L_0C_0 are același rol ca în schema precedentă.

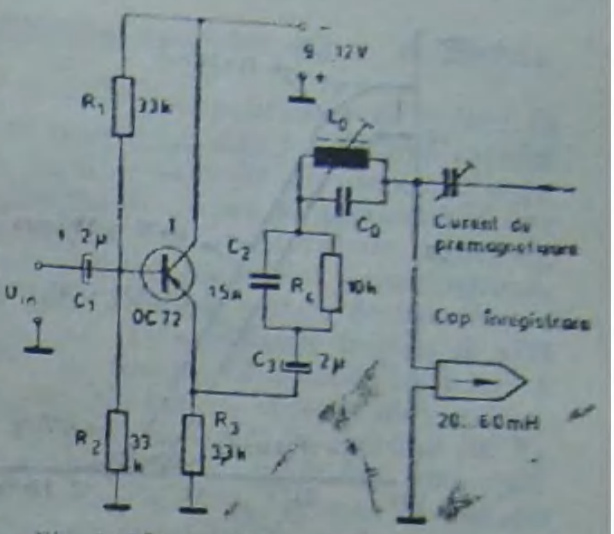


Fig. 3.28. Amplificator de înregistrare de tip repetor pe emitor.

Folosirea montajului numit compresor dinamic permite reglarea automată a nivelului înregistrării (figura 3.29). Sensibilitatea lui este de 100 mV, iar nivelul se reglează cu potențiometrul de 100 kΩ. Tranzistorul este de tip npn, de mică putere, din seria BC sau BF, cu factorul de amplificare mai mare de 50. Tensiunea amplificată de tranzistor este trimisă spre ieșire și, în paralel, spre un circuit cu două diode. Dioda D_1 redresează tensiunea de audiofrecvență, care este apoi filtrată și aplicată diodei D_2, comandîndu-i rezistența diferențială. Se modifică astfel raportul de divizare al divizorului de tensiune format din rezistența de 33 kΩ și rezistența diferențială a diodei D_2. La tensiune de intrare mare rezistența diodei scade, iar la tensiune mică, rezistența ei crește. Diodele sînt punctiforme, de orice tip, de mică putere.

Tensiunea furnizată de un cap magnetic de redare este mult mai mică decît cea furnizată de o doză magnetică. De aceea amplificatoarele operaționale integrate de uz general, care au un nivel ridicat de zgomot, se utilizează rar în preamplificatoarele de redare pentru capete magnetice. În etajele de intrare se folosesc fie preamplificatoare integrate cu zgomot mic, fie tranzistoare discrete.

Caracteristica de frecvență a unui preamplificator de redare trebuie să atenueze frecvențele înalte (curba b din figura 3.26). Conform standardului NAB, ea trebuie să aibă forma din figura 3.30, cu valorile frecvențelor de frîngere indicate pe figură. În ordonată este reprezentată valoarea în dB a amplificării relative $A_v = A_u/A_{u1}$, unde A_{u1} este amplificarea la frecvențe mai mari decît frecvența de frîngere superioară (f_2 la viteze benzii 4,75 și 9,5 cm/s, respectiv f_3 la 19 și 38 cm/s).

O variantă de schemă care satisface standardul NAB este dată în figura 3.31. De data aceasta circuitul integrat LM 381 este folosit cu ambele tranzistoare de intrare active. Circuitul este destinat aparatelor cu viteza benzii de 9,5 cm/s. Valoarea eficace a tensiunii de ieșire la frecvența de 1 kHz este 0,5 V, la o tensiune de intrare de 0,8 mV. Amplificarea de tensiune la această frecvență este $A_u = 0{,}5\ V / 0{,}8\ mV = 625$ (56 dB). Din figura 3.30 se vede că amplificarea A_{u1} la frecvențe mai

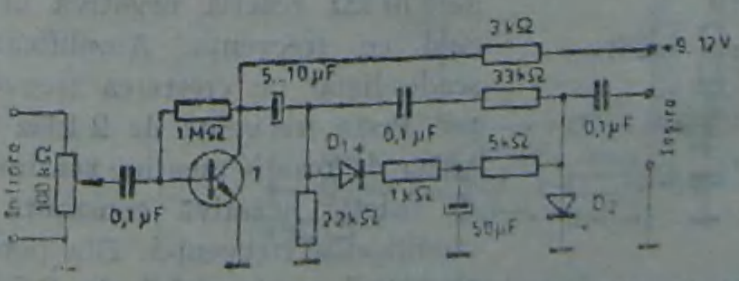


Fig. 3.29. Compresor dinamic pentru reglarea automată a nivelului înregistrării.

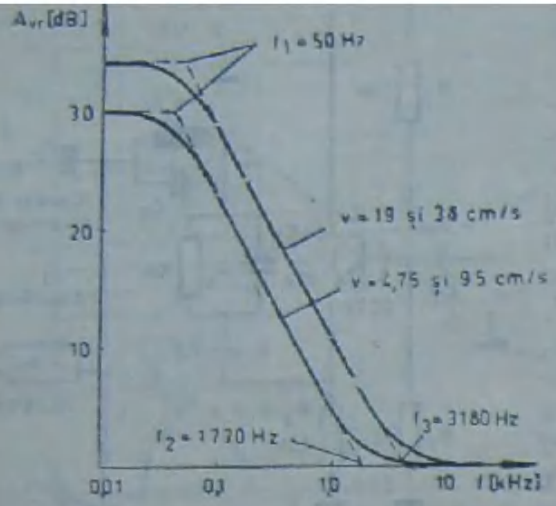


Fig. 3.30. Caracteristica de frecvență la redare, corespunzătoare standardului NAB.

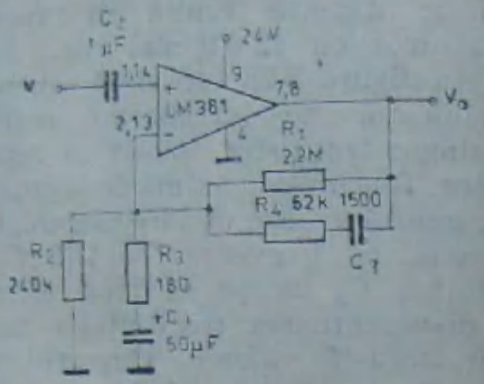


Fig. 3.31. Preamplificator de redare cu corecție de tip NAB.

mari decît f_2 este cu 5 dB mai mică, adică 51 dB. Ea se calculează cu formula $A_{vf}^{\Gamma} = 1 + (R_4/R_3) = 345$.

Frecvența f_2 se calculează din condiția de egalitate a reactanței condensatorului C_3 cu rezistența rezistorului R_4: $f_2 = 1/(2\pi C_3 R_4)$. Analog, $f_1 = 1/(2\pi C_3 R_1)$, iar frecvența limită inferioară a preamplificatorului este $f_L = 1/(2\pi C_1 R_3) = 20$ Hz.

După aplicarea tensiunii de alimentare este necesar un interval de timp de circa 12 s (la $V_{ALI} = 24$ V) pentru încărcarea condensatorului C_1; numai după aceea caracteristica de frecvență are forma din figura 3.30.

Aceeași schemă poate fi echipată și cu preamplificatorul integrat LM 387 A (echivalent românesc βM 387 AN), singura deosebire fiind numerotarea diferită a terminalelor.

În figura 3.32 este prezentată schema electrică a unui preamplificator de redare echipat cu două tranzistoare. Cele două etaje sînt cuplate direct între ele. De la ieșirea preamplificatorului se aplică în emitorul tranzistorului T_1 o reacție negativă printr-o rețea RC, care asigură corecția de frecvență corespunzătoare vitezei benzii de 9,5 cm/s. Amplificarea de tensiune a montajului este maximă la frecvențe sub 50 Hz. De la 50 Hz condensatorul de 10 nF începe să șunteze rezistența paralel de 270 kΩ, reacția negativă crescînd cu frecvența. Amplificarea scade liniar cu creșterea frecvenței. Peste frecvența de 2 kHz rețeaua de reacție menține tensiunea de reacție negativă constantă la modificarea frecvenței. Din potențiometrul semireglabil de 2,5 kΩ se ajustează amplificarea globală

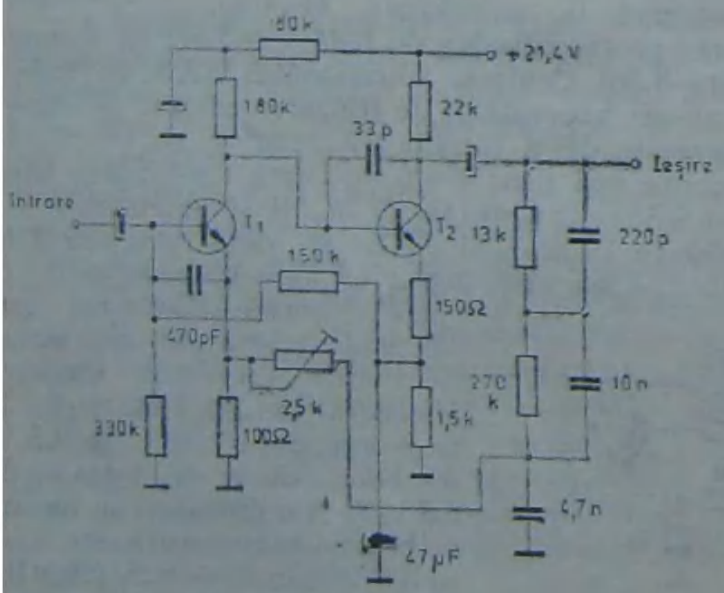


Fig. 3.32. Preamplificator de redare echipat cu două tranzistoare, pentru viteza de 9,5 cm/s a benzii.

a preamplificatorului, pentru egalizarea amplificărilor canalelor stînga și dreapta, în cazul redării stereofonice.

În figura 3.33 este dată schema electrică a unui preamplificator de redare de înaltă calitate, echipat cu trei tranzistoare cu siliciu. L_1 este înfășurarea capului magnetic de redare (sau a capului combinat, dacă se folosește un asemenea cap). Valoarea optimă a inductanței (în special din punctul de vedere al zgomotului) este cuprinsă între 250 și 500 mH, fără a fi însă critică. Condensatorul de cuplaj C_1, a cărui capacitate neobișnuit de mare vizează tot mărirea raportului semnal/zgomot, trebuie să nu fie electrolitic pentru a nu modifica punctele statice de funcționare ale tuturor tranzistoarelor prin curentul său de fugă. Tranzistoarele trebuie să aibă factorul de amplificare cel puțin egal cu 300. În funcție de valorile lui poate fi necesară modificarea valorii rezistenței de bază de 220 kΩ, în vederea obținerii potențialelor continue de 2,1 V la emitorul lui T_2 și circa 1,5 V la emitorul lui T_3.

Etajele sînt cuplate direct între ele. Partea principală a amplificării este realizată de T_1, care trebuie să fie un tranzistor cu zgomot mic. T_2 lucrează ca adaptor de impedanță. Tensiunea de ieșire se culege din colectorul lui T_3, unde este legată și rețeaua de reacție negativă, care asigură corecția de frecvență. Tensiunea de reacție este aplicată în emitorul lui T_1. Condensatorul de 22 pF împiedică intrarea în oscilație pe frecvențe înalte. Comutatorul K_1 se comută corespunzător vitezei benzii care se redă. (El se cuplează cu comutatorul vitezei motorului de antrenare.)

Datorită amplificărilor mari la frecvențe joase, preamplificatoarele de redare sînt foarte sensibile la brumul de rețea de 50 Hz și la fluxurile magnetice de dispersie, care pot produce zgomote de frecvențe joase.

În figura 3.34 este prezentată o altă schemă de preamplificator cu trei tranzistoare, care poate fi utilizată atît pentru înregistrare, cît și pentru redare, în funcție de poziția comutatorului K_1. Etajele sînt cuplate galvanic (direct). Amplificarea globală de tensiune este aproximativ 35 dB. Tranzistoarele T_1 și T_3 sînt de tipul SC 236 d, iar T_2 de tipul SC 236 e (R.D.G.). Amplificatorul are mai multe bucle de reacție negativă. Rețeaua de corecție, care se comută cu K_1, este conectată în-

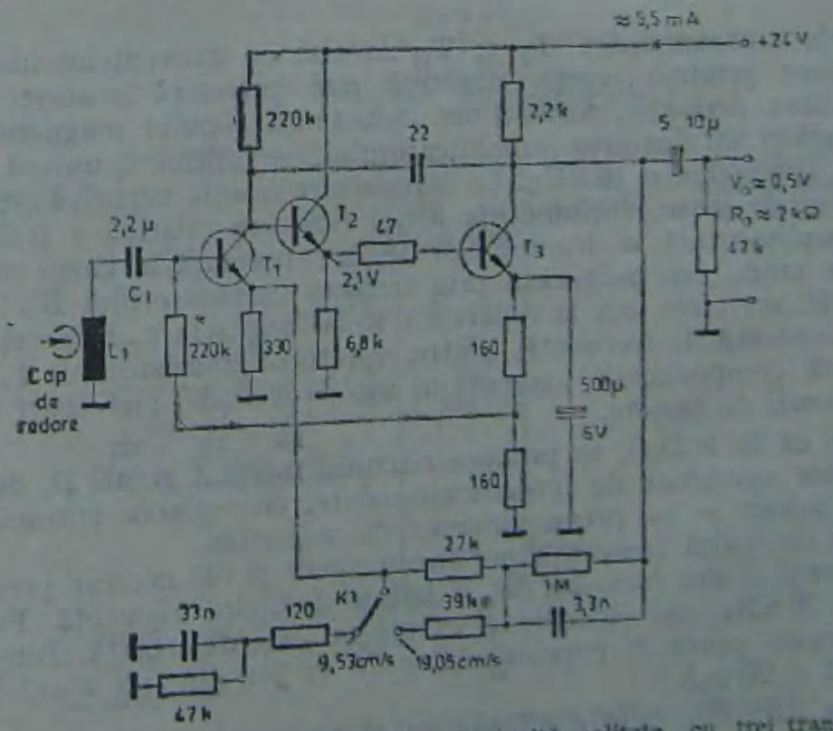


Fig. 3.33. Preamplificator de redare de înaltă calitate, cu trei tranzistoare cu siliciu, pentru vitezele de 9,53 și 19,05 cm/s ale benzii.

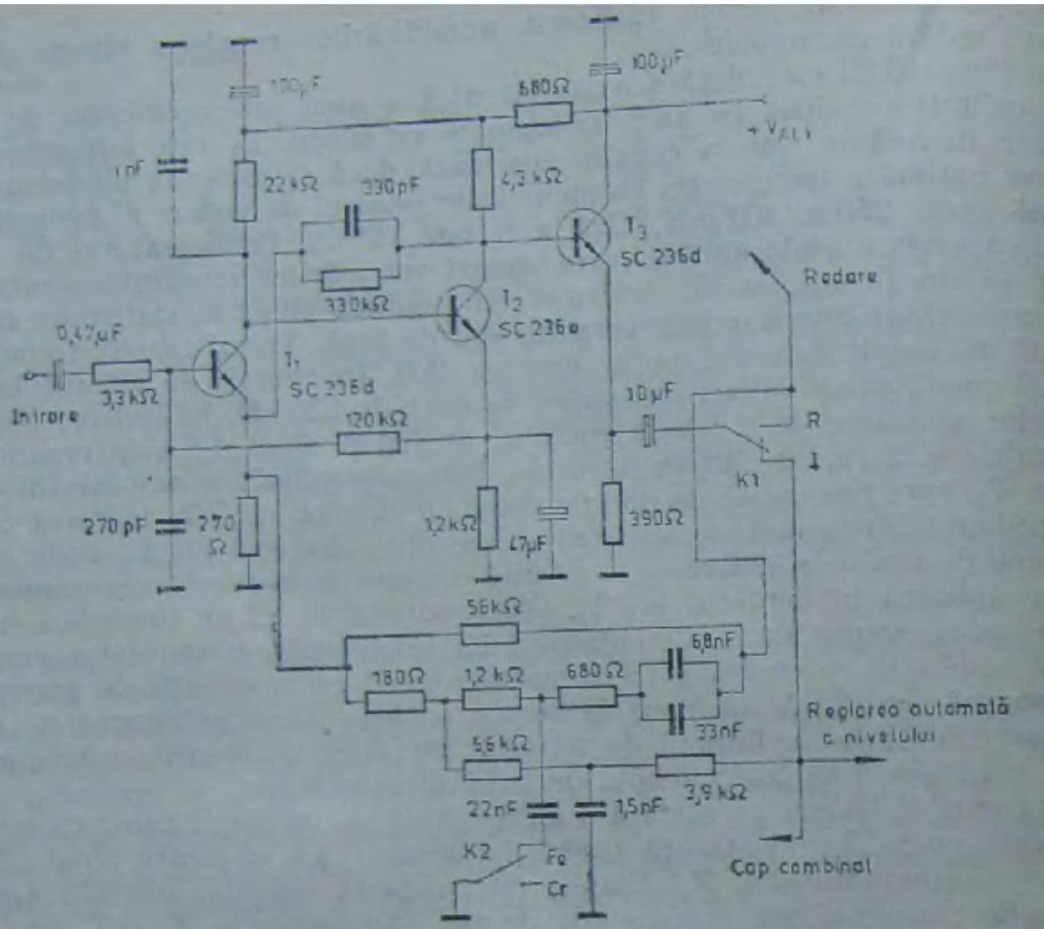


Fig. 3.34. Preamplificator de înregistrare și redare, cu corecție de frecvență, pentru casetofon.

tre emitoarele tranzistoarelor T_3 și T_1. Atenuarea frecvențelor înalte, necesară la redare, se face printr-o reacție negativă mai puternică la aceste frecvențe. Prin circuitul oscilant derivație, format din inductanța capului magnetic și capacitățile legate în paralel cu intrarea amplificatorului, se obține o ușoară ridicare a frecvențelor din apropierea a 10 kHz. La înregistrare reacția negativă este mai puternică pentru frecvențele joase, obținindu-se astfel ridicarea relativă a frecvențelor înalte. Atenuarea suplimentară a frecvențelor înalte, necesară în cazul utilizării benzilor cu dioxid de crom, este asigurată prin trecerea comutatorului K_2 în poziția corespunzătoare. El are efect atît la redare cît și la înregistrare. Prin rețeaua de reacție negativă dependentă de frecvență, dintre colectorul tranzistorului T_2 și emitorul lui T_1, se elimină componentele zgomotului cu frecvențele mai mari decît limita superioară a benzii de trecere.

Amintim că în R.D.G. se produce circuitul integrat A 202 D, destinat utilizării ca amplificator combinat de înregistrare-redare, cu reglarea automată a nivelului. El poate fi folosit și ca preamplificator de microfon.

Curentul de înaltă frecvență necesar ștergerii și cel necesar premagnetizării au aceeași frecvență și sînt furnizați de oscilatorul de înaltă frecvență. Frecvența uzuală este de circa 70 kHz, dar valoarea ei exactă nu are importanță. Intensitatea curentului de ștergere poate fi cuprinsă între 20 și 200 mA, iar a celui de premagnetizare între 2 și 20 mA.

În figura 3.35 este dată o schemă de oscilator de înaltă frecvență elaborată de firma I.T.T., ușor de realizat și cu performanțe bune. Ca bobină a circuitului acordat

se folosește chiar înfășurarea unui cap de ștergere. Amănunte despre funcționarea schemei și realizarea constructivă a montajului se găsesc în lucrarea [29].

În aceeași lucrare este descrisă și o schemă de oscilator în contratimp, echipat cu două tranzistoare de mică putere, de exemplu de tip OC 75 sau AC 180 (figura 3.36). Se pot folosi și tranzistoare cu siliciu de tip npn, dacă se inversează polaritatea tensiunii de alimentare și se aleg valorile rezistențelor de polarizare așa încît să asigure forma sinusoidală a curentului de înaltă frecvență.

În figura 3.37 este dată schema unui oscilator de înaltă frecvență pentru casetofon. Este o schemă de oscilator în trei puncte, cu priză între două capacități, ca și schema din figura 3.35. Circuitul oscilant este format din inductanța capului de ștergere și capacitățile C_{29} și C_{26}, legate în paralel și înseriate cu C_{27}. Colectorul tran-

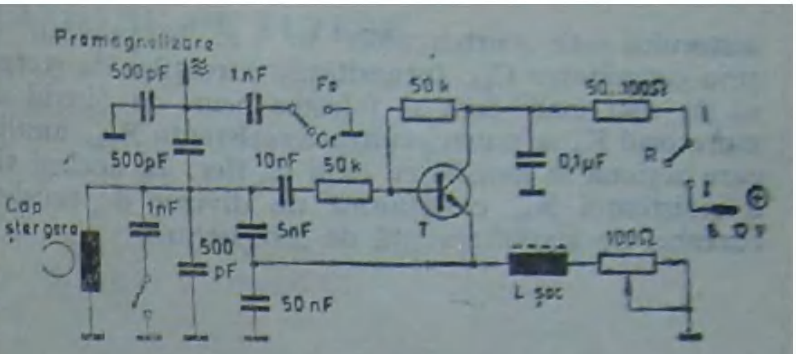


Fig. 3.35. Oscilator de înaltă frecvență cu un singur tranzistor.

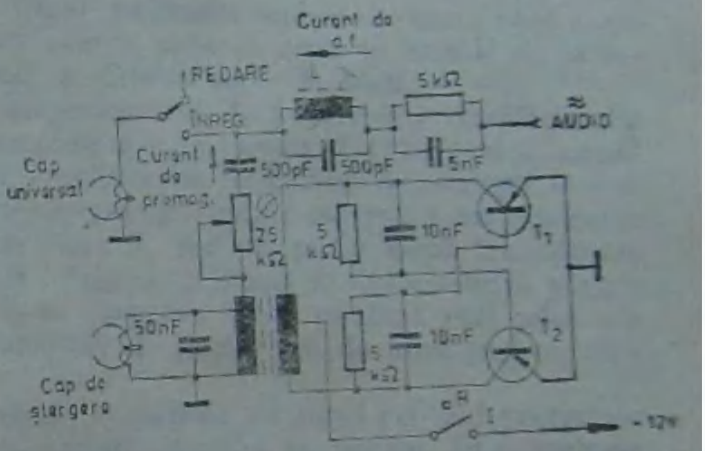


Fig. 3.36. Oscilator de înaltă frecvență în contratimp, cu două tranzistoare.

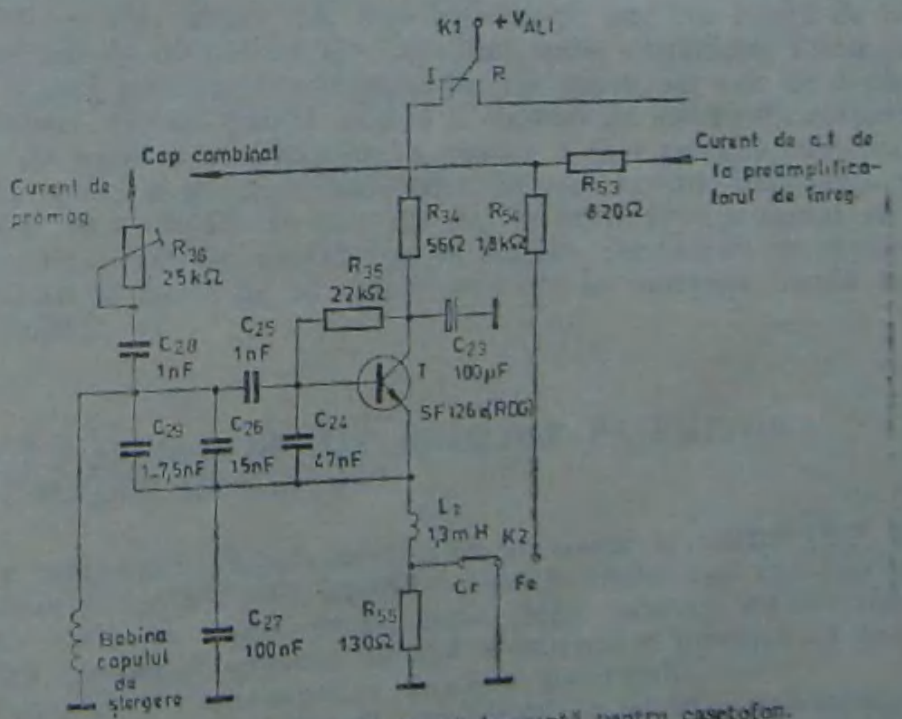


Fig. 3.37. Oscilator de înaltă frecvență pentru casetofon.

zistorului este scurtcircuitat în c.a. la punctul de masă al circuitului oscilant prin capacitatea C_{23}. Intensitățile curenților de ștergere și de premagnetizare trebuie să fie mai mari dacă se folosesc benzi cu dioxid de crom. În acest scop, prin comutatorul K_2 se scurtcircuitează rezistența R_{53}, anulîndu-se reacția negativă de curent care acționa la benzile cu oxid de fier. În același timp se desface legătura la masă a rezistenței R_{54}, care forma un divizor de tensiune cu R_{53}, mărindu-se astfel și curentul de audiofrecvență de înregistrare.

4. AMPLIFICATOARE DE PUTERE

Amplificatorul de putere este un amplificator de semnal mare care constituie ultima secțiune din lanțul de amplificare al sistemelor de audiofrecvență, avînd rolul de a transfera sarcinii (difuzorul în cazul sistemelor audio) o putere utilă mare cu un randament ridicat. Domeniul cerut pentru puterea utilă se întinde de la ordinul sutelor de miliwați, pînă la ordinul a cîtorva sute de waţi.

Datorită puterilor mari vehiculate, amplificatorul de putere este constituit din două subcircuite distincte, unul pentru amplificarea în curent şi altul pentru amplificarea în tensiune. Subcircuitul pentru amplificarea în curent se numeşte *etaj de ieşire* (etaj final sau etaj de putere propriu-zis) şi conţine cel puţin un tranzistor de putere, la etajele care funcţionează în clasa A, sau cel puţin două tranzistoare de putere, la etajele care funcţionează în clasa B, AB sau D. Subcircuitul pentru amplificarea în tensiune se numeşte *etaj de comandă* (etaj prefinal, etaj pilot sau etaj de atac) şi conţine de obicei un tranzistor de medie sau de mică putere, care lucrează în clasa A.

Etajul de ieşire (amplificator de curent) constituie circuitul cel mai pretenţios de proiectat şi de realizat practic în cadrul amplificatorului de putere. În tehnologie integrată, aria celor două tranzistoare de ieşire ocupă mai mult de jumătate din aria întregului cip. În afara faptului că trebuie să transfere sarcinii o putere utilă mare cu un randament ridicat, etajul de ieşire mai trebuie să îndeplinească şi alte cerinţe suplimentare. Una dintre cele mai importante este cea legată de realizarea unui nivel acceptabil de distorsiuni al semnalului audio amplificat. Distorsiunile de ordinul $0{,}5 \div 1\%$ sînt percepute de organul auditiv uman, iar cele ce depăşesc 3% sînt deja supărătoare. O altă cerinţă majoră a etajului de ieşire este realizarea unei impedanţe mici de ieşire a amplificatorului pentru a face posibilă cuplarea directă a sarcinii care la rîndul ei are impedanţa mică (în mod curent, impedanţa unui difuzor are valoarea de 4—20 Ω). În fine, un etaj de ieşire bine proiectat va absorbi de la sursa de alimentare un curent mic în absenţa semnalului (în repaus) şi nu va afecta răspunsul la frecvenţă al amplificatorului în întreaga bandă transmisă (20 Hz — 20(30) kHz).

4.1. *ETAJ DE IEŞIRE DE TIP REPETOR PE EMITOR, FUNCŢIONÎND ÎN CLASĂ A*

Dintre toate conexiunile amplificatorului cu un singur tranzistor (EC, BC, CC), conexiunea cu colector comun (CC) numită *repetor pe emitor* este cea mai potrivită pentru a realiza etaje de ieşire, din cel puţin două motive: are o rezistenţă de ieşire foarte mică permiţînd cuplarea directă a sarcinii şi prezintă un grad redus de distorsiuni datorită reacţiei negative locale a montajului.

Repetorul pe emitor este un etaj de *amplificare în curent*, amplificarea în tensiune fiind egală cu unitatea (el „repetă" la ieşire tensiunea de la intrare).

Etajul de ieșire în care tranzistorul este parcurs tot timpul de un curent apreciabil se numește *etaj de ieșire în clasa A*.

În figura 4.1 se prezintă schema unui etaj de ieșire tip repetor pe emitor, alimentat de la o sursă dublă, simetrică $+E_C$ și $-E_C$. În tehnologie integrată, tranzistorul repetor T_1 este polarizat cu sursa de curent I_Q a cărei configurație se indică în figura 4.1, b, unde tranzistorul T_3 este conectat ca diodă, astfel încît schema este identică cu cea din figura 4.1, c. Grupul R_1, R_3, D polarizează tranzistorul T_2 al sursei de curent, iar R_2 introduce o reacție negativă de curent, cu rol de stabilizare a variațiilor posibile ale curentului I_Q. Deoarece curentul I_Q este mult mai mare decît curentul de referință I_R, rezistorul R_2 are rezistența mult mai mică decît a rezistorului R_1.

Din analiza circuitului rezultă valoarea curentului de polarizare:

$$I_Q = \frac{E_C - V_{BE}}{R_1 + R_2} \cdot \frac{R_1}{R_2} = I_R \cdot \frac{R_1}{R_2} \tag{4.1}$$

În repaos, cînd $i_O = 0$, prin ambele tranzistoare circulă același curent I_Q. Starea de repaos se obține atunci cînd tensiunea v_I de atac a etajului este egală cu V_{BE1}. În acest caz, $v_O = v_I - V_{BE1} = 0$ și $i_O = v_O/R_L = 0$. *Punctul static de funcționare* al tranzistorului T_1 este dat de parametrii $v_{BE1} = V_{BE1}$, $i_{C1} = I_Q$ și $v_{CE1} = E_C$.

Caracteristica de transfer de curent continuu $v_O = f(v_I)$ a repetorului pe emitor poate fi determinată pornind de la ecuațiile valabile pentru funcționarea în regim activ normal a celor două tranzistoare:

$$i_{C1} = I_Q + i_O = I_Q + v_O/R_L \tag{4.2}$$

$$v_I = v_{BE1} + v_O \tag{4.3}$$

$$v_{BE1} \cong V_T \cdot \ln (i_{C1}/I_{S1}) \tag{4.4}$$

unde $V_T = kT/q$ este tensiunea termică, i_{C1} și v_{BE1} sînt curentul de colector, respectiv tensiunea bază-emitor a tranzistorului T_1, iar I_{S1} reprezintă curentul de saturație a joncțiunii BE1. Mărimile i_O și v_O se referă la sarcina R_L, iar v_I este tensiunea de atac a etajului repetor.

Dacă admitem pentru început o rezistență de sarcină $R_L = R_{L1}$ suficient de mare, astfel că $I_Q >> i_O = v_O/R_{L1}$, rezultă $v_{BE1} \cong V_T \cdot \ln (I_Q/I_{S1}) = V_{BE1}$ și, conform relațiilor (4.3) și (4.4), dependența liniară intrare-ieșire de pantă unitară:

$$v_O = v_I - V_{BE1} \tag{4.5}$$

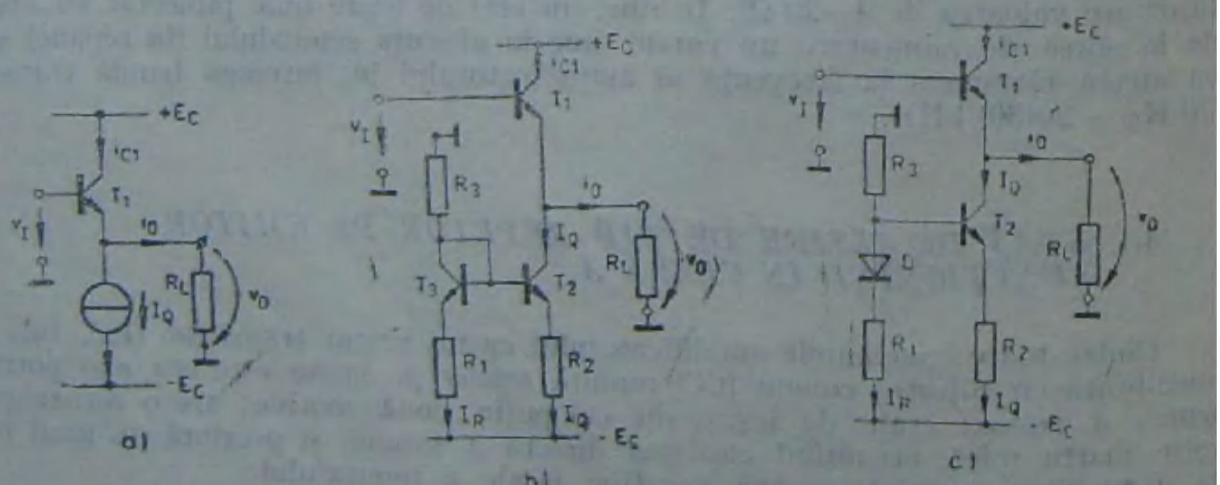


Fig. 4.1. Etaj de ieșire tip repetor pe emitor: a — schemă de principiu; b, c — configurații echivalente.

Caracteristica de transfer este reprezentată în figura 4.2. Dependența liniară (4.5) este valabilă numai atîta timp cît ambele tranzistoare T_1 și T_2 se află în zona de conducție activă directă. Deoarece în etajele finale variația tensiunii de atac v_I este suficient de mare, este posibil ca la valori mari, pozitive sau negative ale acesteia unul sau altul din tranzistoare să intre în saturație și ca rezultat, tensiunea la ieșire rămîne constantă.

De exemplu, fie o tensiune v_I, mare, pozitivă. Tensiunea v_O urmărește liniar crescător tensiunea v_I, conform relației (4.5), în timp ce tensiunea v_{CE1} a tranzistorului T_1 scade liniar, conform relației:

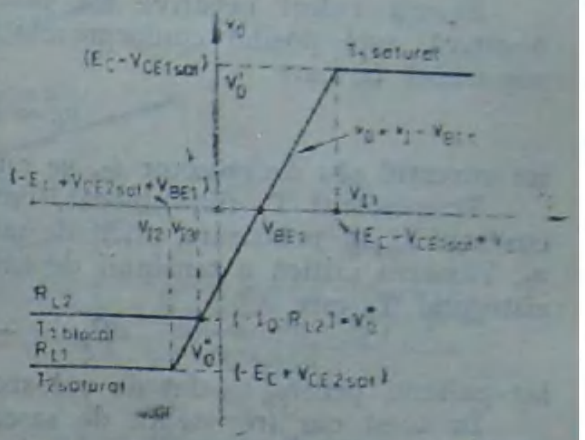


Fig. 4.2. Caracteristica statică de transfer a repetorului pe emitor.

$$v_{CE1} = E_C - v_O = E_C - v_I + V_{BE1} \tag{4.6}$$

pînă cînd, în momentul în care joncțiunea bază-colector intră în conducție tranzistorul T_1 se saturează.

Tensiunea de atac la care tranzistorul T_1 intră în saturație se obține din (4.6) și are valoarea:

$$V_{I1} = E_C + V_{BE1} - V_{CE1sat} > E_C \tag{4.7}$$

În același moment, tensiunea de ieșire are valoarea

$$V'_O = V_{I1} - V_{BE1} = E_C - V_{CE1sat} \tag{4.8}$$

și rămîne în continuare constantă, oricît de mare ar fi tensiunea de atac $v_I > V_{I1}$. Curentul de colector (de saturație) I_{C1sat} este constant, avînd valoarea $I_{C1sat} = I_Q + V'_O/R_{L1} = I_Q + (E_C - V_{CE1sat})/R_{L1}$.

În cazul în care tensiunea v_I este negativă, fenomenele se petrec în mod asemănător și tranzistorul T_2 va intra în saturație pentru o tensiune V_{I2} dată de expresia

$$V_{I2} = -E_C + V_{CE2sat} + V_{BE1}, \tag{4.9}$$

unde în V_{CE2sat} este inclusă și căderea de tensiune pe rezistența R_2 ($V_{R2} = R_2 I_Q$), iar tensiunea de ieșire de saturație este dată de expresia

$$V''_O = -E_C + V_{CE2sat} \tag{4.10}$$

Valorile critice pentru v_I și v_O date de relațiile (4.7) ÷ (4.10) sînt indicate în figura 4.2.

După cum arată graficul din figura 4.2, pentru funcționarea etajului cu distorsiuni mici, variația tensiunii de atac v_I trebuie limitată la regiunea cuprinsă între cele două puncte de frîngere ale caracteristicii de transfer, respectiv între valorile V_{I1} și V_{I2} date de relațiile (4.7) și (4.9).

Considerăm același circuit din figura 4.1, în care modificăm rezistența de sarcină R_L, aducînd-o la o valoare R_{L2}, suficient de mică. Punctul static de funcționare al tranzistorului este fixat de același curent de polarizare I_Q.

Pentru valori pozitive ale tensiunii de atac v_I, limitarea are loc ca și în cazul precedent, la valori $v_I \geq V_{I1} = E_C + V_{BE1} - V_{CE1sat}$, pentru care tranzistorul T_1 intră în saturație și tensiunea de ieșire v_O se menține la valoarea constantă $V'_O = E_C - V_{CE1sat}$.

Pentru valori negative ale tensiunii de atac v_I, cînd și tensiunea v_O devine negativă, este posibil conform relației (4.2) ca tranzistorul T_1 să se blocheze, în momentul în care

$$v_O = V_O''' = -I_Q R_{L2}, \tag{4.11}$$

iar curentul său de colector i_{C1} se anulează.

Tranzistorul T_1 fiind blocat, curentul de sarcină i_O devine egal (în modul) cu curentul I_Q de polarizare, oricît de mare (dar negativă) ar deveni tensiunea de atac v_I. Valoarea critică a tensiunii de atac la care apare limitarea prin blocarea tranzistorului T_1 este

$$V_{I3} = -I_Q R_{L2} + V_{BE1}, \tag{4.12}$$

iar palierul pentru v_O dat de valoarea constantă (4.11) este indicat în figura 4.2.

În acest caz (rezistență de sarcină mică $R_L = R_{L2}$), etajul repetor pe emitor va funcționa cu distorsiuni mici dacă variația tensiunii de atac v_I se încadrează între limitele V_{I1} și V_{I3} date de relațiile (4.7) și (4.12).

O situație foarte interesantă apare atunci cînd, pentru tensiuni mari și negative, intrarea în saturație a tranzistorului T_2 de polarizare are loc simultan cu blocarea tranzistorului T_1. Coincidența poate fi realizată prin modificarea rezistenței de sarcină la valoarea

$$R_L = R_{L3} = \frac{E_C - V_{CE2sat}}{I_Q} \cong \frac{E_C}{I_Q}, \tag{4.13}$$

astfel încît să fie satisfăcute egalitățile

$$V_{I2} = V_{I3} \text{ și } V_O'' = V_O''' \tag{4.14}$$

Se va vedea mai tîrziu că pentru această valoare a rezistenței de sarcină etajul transferă putere maximă utilă sarcinii.

Figura 4.3 prezintă în mod intuitiv fenomenul de apariție a distorsiunilor în cazul unui semnal sinusoidal dacă valoarea sa de vîrf depășește valoarea $I_Q R_{L2}$ la care se blochează tranzistorul T_1. Semnalele de intrare considerate (fig. 4.3, a) au amplitudinile $\hat{V}_{I1}$ și $\hat{V}_{I2}$ care satisfac inegalitatea

$$\hat{V}_{I1} < I_Q R_{L2} < \hat{V}_{I2} \tag{4.15}$$

Semnalul cu amplitudine mică este transferat sarcinii integral, fără distorsiuni (figura 4.3, b). Tensiunea la ieșire este tot o sinusoidă avînd amplitudinea $\hat{V}_{O1} \cong \hat{V}_{I1}$. Al doilea semnal cu amplitudinea mare este puternic distorsionat. Alternanța sa pozitivă este transferată sarcinii nedeformată, în schimb, alternanța negativă este tăiată la valoarea $-I_Q R_{L2}$. Ca rezultat, apar distorsiuni neliniare, numite distorsiuni de „limitare".

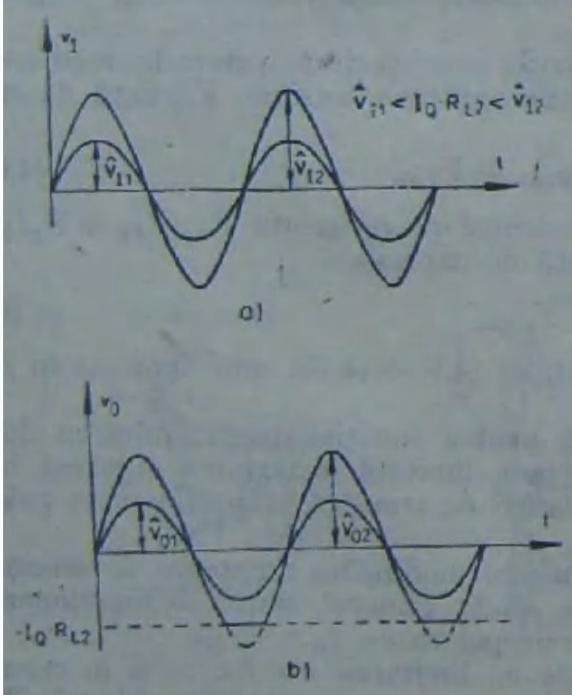


Fig. 4.3. Distorsiuni de limitare în etajul repetor: a — semnale de intrare; b — semnale de ieșire.

Pentru un curent I_Q dat și o rezistență $R_L < E_C/I_Q$ dată, instalarea limitării determină valoarea maximă a amplitudinii semnalului de atac v_I a etajului amplificator:

$$\hat{V}_{Imax} = I_Q R_L \tag{4.16}$$

În particular, pentru $R_L = R_{L3}$ (vezi 4.13) se obține

$$\hat{V}_{1max} = I_Q R_{L3} = E_C - V_{CE2sat} \tag{4.17}$$

Puterea de ieșire și randamentul etajului repetor pe emitor se pot determina făcînd apel la caracteristicile $i_C = f(v_{CE})$ ale tranzistorului T_1, reprezentate în figura 4.4. Pe graficul din figură sînt trasate caracteristicile tranzistorului la V_{BE} = constant și este indicat punctul static Q de funcționare al tranzistorului T_1, avînd coordonatele E_C și I_Q. Prin punctul static Q fixat de tranzistorul T_2 sînt trasate trei drepte de sarcină R_{L1}, R_{L2}, R_{L3} ($R_{L1} > R_{L3} > R_{L2}$). Dreptele de sarcină satisfac ecuația $v_{CE1} = E_C - v_O^-$, adică

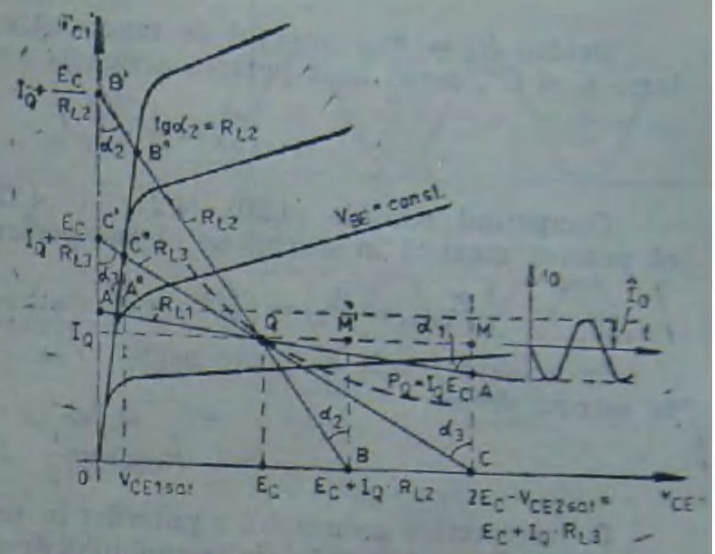


Fig. 4.4. Caracteristicile $i_C = f(v_{CE})$ ale tranzistorului repetor și dreptele de sarcină.

$$v_{CE1} = E_C - (i_{C1} - I_Q)\, R_L \tag{4.18}$$

pentru diferite valori ale rezistenței R_L. Intersecția lor cu axele de coordonate este indicată în aceeași figură.

Pentru o anumită valoare a rezistenței de sarcină, în regim sinusoidal punctul de funcționare se va deplasa pe dreapta de sarcină corespunzătoare acelei rezistențe, de o parte și de alta a punctului static Q.

Astfel pentru $R_L = R_{L1}$ punctul de funcționare se poate deplasa între A și A'', respectiv, dacă tensiunea de intrare se modifică sinusoidal între limitele V_{I1} și V_{I2}, tensiunea de ieșire se modifică, tot sinusoidal între limitele V_O' și V_O'' (vezi figura 4.2). Ca urmare, curentul de sarcină oscilează sinusoidal, avînd amplitudinea $\hat{I}_O = AM$ în graficul din figura 4.4.

Puterea activă în sarcină rezultă

$$\tilde{P}_{L1} = \frac{1}{2} \cdot \hat{V}_O \hat{I}_O = \frac{1}{2} (E_C - V_{CE2sat}) \cdot \frac{E_C - V_{CE2sat}}{R_{L1}} \tag{4.19}$$

care, cu relația (4.17) se scrie

$$\tilde{P}_{L1} = \frac{1}{2} \cdot I_Q^2 \cdot \frac{R_{L3}^2}{R_{L1}} \tag{4.20}$$

Pentru $R_L = R_{L2}$, datorită blocării tranzistorului T_1, domeniul de variație a tensiunii de sarcină este limitat la valoarea $V_O''' = -I_Q R_{L2}$ (vezi relația 4.11). Ca urmare în această situație amplitudinea maximă a tensiunii de sarcină poate fi $\hat{V}_O = I_Q R_{L2}$, iar amplitudinea curentului de sarcină este $\hat{I}_O = I_Q$.

Puterea activă în regim sinusoidal pe rezistența de sarcină R_{L2} este

$$\tilde{P}_{L2} = \frac{1}{2} \cdot \hat{V}_O \hat{I}_O = \frac{1}{2} \cdot I_Q^2 R_{L2} \tag{4.21}$$

Pentru $R_L = R_{L3}$, punctul de funcționare se poate deplasa în regim sinusoidal între C și C'', astfel încît puterea activă pe rezistența de sarcină R_{L3} este

$$\tilde{P}_{L3} = \frac{1}{2} \cdot \hat{V}_0 \hat{I}_0 = \frac{1}{2} \cdot I_0^2 R_{L3} \tag{4.22}$$

Comparînd relațiile (4.20), (4.21) și (4.22), deoarece $R_{L1} > R_{L3} > R_{L2}$, rezultă că puterea maximă în sarcină se obține pentru $R_L = R_{L3}$, adică

$$\tilde{P}_{Lmax} = \tilde{P}_{L3} = I_0^2 (I_C - V_{CE2sat})/(2I_0) = I_0 (E_C - V_{CE2sat})/2. \tag{4.23}$$

În această relație se poate neglija V_{CE2sat} față de E_C și atunci *puterea maximă în sarcină devine*

$$\tilde{P}_{Lmax} = \frac{1}{2} \cdot I_0 E_C \tag{4.24}$$

O interpretare geometrică a puterilor în sarcină se poate da observînd că puterea pe sarcina R_{L1} reprezintă aria triunghiului dreptunghic QAB, puterea pe sarcina R_L reprezintă aria triunghiului QBM' iar puterea pe sarcina R_{L3} reprezintă aria triunghiului QCM. Este evident că triunghiul QCM are cea mai mare arie astfel că puterea maximă în regim sinusoidal se obține pentru $R_L = R_{L3}$.

Pentru a calcula randamentul etajului repetor trebuie determinată și puterea consumată de la sursa de curent continuu de alimentare care este simetrică și are polaritatea $+E_C$ și $-E_C$.

În regim sinusoidal și pe o sarcină R_L, curentul extras de la borna pozitivă a sursei are forma $i^+ = i_{C1} = I_0 + \hat{I}_0 \sin \omega t$, adică are o variație sinusoidală cu amplitudinea $\hat{I}_0$ în jurul valorii de repaos I_0. Tensiunea fiind constantă și egală cu valoarea $+E_C$, rezultă *puterea activă absorbită de la sursa pozitivă*:

$$\tilde{P}^+ = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T E_C (I_0 + \hat{I}_0 \sin \omega t)\, dt = E_C I_0 \tag{4.25}$$

Curentul extras de la borna negativă este constant și egal cu I_0 (se neglijează curentul I_R), astfel că *puterea absorbită de la sursa negativă* este

$$\tilde{P}^- = E_C I_0 \tag{4.26}$$

Puterea totală consumată de la cele două surse de alimentare este

$$\tilde{P}_{all} = \tilde{P}^+ + \tilde{P}^- = 2E_C I_0 \tag{4.27}$$

Această putere este deci constantă, nu depinde nici de valoarea rezistenței de sarcină și nici de prezența semnalului sinusoidal în circuit.

Randamentul maxim al repetorului pe emitor se obține pentru o putere de sarcină maximă $\tilde{P}_{Lmax}$, avînd valoarea

$$\eta_{max} = \frac{\tilde{P}_{Lmax}}{\tilde{P}_{all}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_0 E_C}{2 I_0 E_C} = \frac{1}{4} = 25\% \tag{4.28}$$

care corespunde unei rezistențe de sarcină $R_{L3} \simeq E_C / I_0$ (vezi relația 4.13) și unui curent de sarcină sinusoidal avînd amplitudinea $\hat{I}_0 = I_0$.

Un alt aspect important care intervine în proiectarea etajelor finale de putere îl constituie *evaluarea puterii disipate de către elementele active* (tranzistoarele T_1 și T_2). În absența semnalului, ambele tranzistoare sînt parcurse de același curent I_0 și

puterea disipată pe fiecare tranzistor este $P_{T1} = P_{T2} = E_C I_Q$. În prezența semnalului alternativ sinusoidal pe o sarcină $R_L = R_{L3}$ și pentru o variație maximă a curentului de sarcină $\hat{I}_o = I_Q$, curentul de colector i_{C1} și tensiunea colector-emitor v_{CE1} au expresiile

$$i_{C1} = I_Q + I_Q \sin \omega t\,; \quad v_{CE1} = E_C - E_C \sin \omega t \tag{4.29}$$

Puterea instantanee disipată de tranzistorul T_1 este

$$P_{T1} = i_{C1} v_{CE1} = I_Q E_C (1 + \sin \omega t)(1 - \sin \omega t) = \frac{1}{2} \cdot I_Q E_C (1 + \cos 2\omega t) \tag{4.30}$$

Reprezentarea grafică a relațiilor (4.29) și (4.30) este dată în figura 4.5.

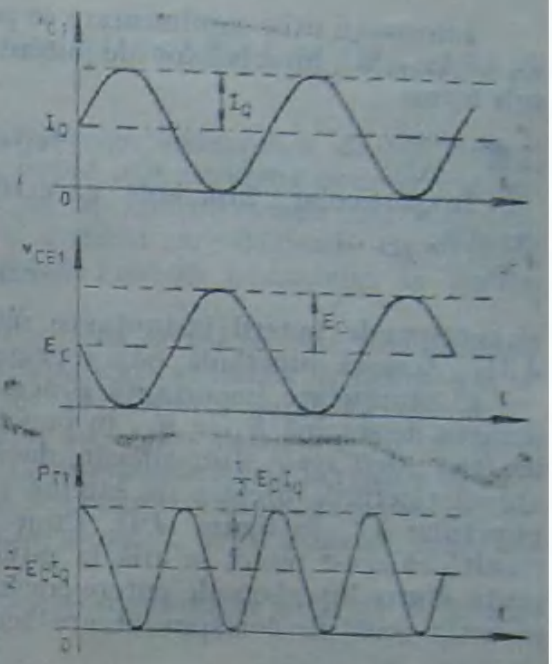


Fig. 4.5. Cronogramele semnalelor i_{C1} și v_{CE1} și a puterii P_{T1} disipate pe tranzistorul repetor.

Puterea instantanee maximă disipată de tranzistorul T_1 este

$$P_{T1max} = E_C I_Q \tag{4.31}$$

și corespunde cazului cînd circuitul se află în starea de repaos ($i_{C1} = I_Q$, $v_{CE1} = E_C$), corespunzătoare punctului static de funcționare Q.

Valoarea medie a puterii disipate pe tranzistor este

$$\tilde{P}_{T1} = \frac{1}{T} \int_0^T P_{T1} \cdot \mathrm{d}t = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{1}{2} \cdot I_Q E_C (1 + \cos 2\omega t) \cdot \mathrm{d}t = \frac{1}{2} \cdot E_C I_Q \tag{4.32}$$

adică jumătate din puterea disipată în absența semnalului sinusoidal. Aceasta înseamnă că temperatura medie a tranzistorului atunci cînd etajul transmite putere maximă sarcinii (pe rezistența $R_L = R_{L3}$) va fi mai mică decît temperatura sa în absența semnalului.

Tranzistorul T_2 este parcurs de curentul constant $i_{C2} = I_Q$. Tensiunea colector-emitor a tranzistorului T_2 este

$$v_{CE2} \cong 2E_C - v_{CE1} = E_C + E_C \sin \omega t \tag{4.33}$$

(s-a neglijat căderea de tensiune pe rezistența R_2). Puterea instantanee disipată pe tranzistorul T_2 are expresia

$$P_{T2} = i_{C2} v_{CE2} = I_Q E_C (1 + \sin \omega t) \tag{4.34}$$

Puterea instantanee maximă disipată pe tranzistorul T_2 are valoarea

$$P_{T2max} = 2E_C I_Q \tag{4.35}$$

iar *puterea medie* are valoarea

$$\tilde{P}_{T2} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T P_{T2} \cdot \mathrm{d}t = \frac{1}{T} \int_0^T I_Q E_C (1 + \sin \omega t) \mathrm{d}t = E_C I_Q \tag{4.36}$$

egală cu cea corespunzătoare punctului static de funcționare Q.

Informații utile suplimentare se pot obține prin trasarea în planul caracteristicilor $i_{C1} = f(v_{CE1})$a „hiperbolelor de putere constantă" a căror familie de ecuații se scrie sub forma

$$i_{C1}v_{CE1} = \text{constant} \tag{4.37}$$

În particular, hiperbola care trece prin punctul static de funcționare Q are ecuația

$$i_{C1}v_{CE1} = I_Q E_C = P_Q \tag{4.38}$$

și corespunde puterii instantanee maxime disipate de tranzistorul T_1 (vezi relația 4.31). Această hiperbolă este reprezentată în figura 4.4 cu linie groasă rterniuptă.

O proprietate importantă a acestei hiperbole este aceea că ea *este tangentă* al dreapta de sarcină $R_L = R_{L3}$ în punctul Q și că punctul Q împarte dreapta de sarcină în *două părți egale*. Într-adevăr, dacă se neglijează V_{CE1sat} și V_{CE2sat} față de E_C, atunci tăieturile dreptei de sarcină sînt $2E_C$ (abscisa punctului C) și $2I_Q$ (ordonata punctului C', în figura 4.4). Cum coordonatele punctului static Q sînt E_C și I_Q, rezultă că acest punct se află la mijlocul dreptei de sarcină R_{L3}. Pentru a arăta tangența dintre hiperbola de putere constantă P_Q și dreapta de sarcină R_{L3} în punctul Q, se scriu ecuațiile corespunzătoare acestora:

$$i_{C1}v_{CE1} = E_C I_Q, \text{ respectiv } \frac{i_{C1}}{2I_Q} + \frac{v_{CE1}}{2E_C} = 1 \tag{4.39}$$

Intersecția lor conduce la soluția reală unică $i_{C1} = I_Q$, respectiv $v_{CE1} = E_C$, care reprezintă coordonatele punctului Q, adică dreapta de sarcină R_{L3} este tangentă la hiperbola de putere constantă $(E_C I_Q)$ în punctul static Q.

Este evident că orice punct de funcționare de pe dreapta de sarcină CC' se află sub hiperbola ce trece tangent prin punctul Q, deci puterea instantanee disipată de tranzistor este maximă în punctul static Q, care împarte dreapta de sarcină în două părți egale $(QC = QC')$.

În practică este posibil ca în circuitul descris să apară regimuri de funcționare anormale: în gol $(R_L \to \infty)$ sau de scurtcircuit la bornele sarcinii $(R_L \to 0)$.

În cazul regimului de mers în gol $(R_L \to \infty)$ dreapta de sarcină devine orizontală și se confundă cu dreapta MI_Q din figura 4.4. Ca urmare, dacă punctul de funcționare ocupă poziții în porțiunea de dreaptă QM (atunci cînd $v_{CE1} > E_C$) puterea disipată de tranzistor devine mai mare decît puterea maximă $I_Q E_C$ și este posibilă distrugerea termică a tranzistorului T_1 dacă acesta nu este dimensionat corespunzător. În poziția extremă, M, a punctului de funcționare, valoarea instantanee a puterii disipate este $2E_C I_Q$, adică devine dublă față de puterea maximă disipată în regim normal de către tranzistorul T_1 (vezi relația 4.31). La cealaltă extremă a tensiunii v_{CE1} $(v_{CE1} \simeq 0)$ tranzistorul T_2 va disipa puterea $2 \cdot E_C I_Q$, dar aceasta nu este mai mare decît valoarea maximă disipată în regim normal de tranzistorul T_2 (vezi relația 4.35).

O situație foarte periculoasă apare atunci cînd se produce un scurtcircuit la bornele sarcinii. În acest caz $(R_L = 0)$, dreapta de sarcină este o verticală care trece prin punctul static Q. În graficul din figura 4.4 se poate imagina că un scurtcircuit la bornele sarcinii este echivalent cu trecerea la limită $R_{L2} = \text{tg}\ \alpha_2 \to 0$. Ca urmare, abscisa punctului B tinde către valoarea E_C iar ordonata punctului B' tinde către infinit. În general situația devine periculoasă cînd punctul de funcționare se află pe dreapta de sarcină BB'' în zona QB'' plasată deasupra hiperbolei de disipație $E_C I_Q$ și corespunde unei tensiuni v_{CE1} mai mici decît E_C.

Pentru a evita distrugerea termică a tranzistorului T_1 sînt necesare circuite auxiliare de protecție a etajului final împotriva scurtcircuitării accidentale a sarcinii.

4.2. ETAJ DE IEŞIRE CU EMITOR COMUN FUNCŢIONÎND ÎN CLASA A

Dintre toate conexiunile posibile ale tranzistoarelor, conexiunea de tip emitor comun oferă cea mai mare amplificare în putere, avînd atît un cîştig mare în curent, cît şi în tensiune. În mod obişnuit, conexiunea de tip emitor comun EC, (datorită amplificării mari în putere) este utilizată ca etaj prefinal care comandă etajul final (de ieşire). Prezenţa distorsiunilor neliniare la variaţiile mari ale semnalului de intrare limitează utilizarea sa în etajul de ieşire.

Un etaj de ieşire cu emitorul comun, avînd sarcină activă şi care funcţionează în clasa A este prezentat în figura 4.6. Schema simplificată se indică în figura 4.6, a, iar variantele de realizare, în figurile 4.6, b şi c. Tranzistorul sursă de curent T_2 polarizează tranzistorul amplificator T_1 (în montaj cu emitorul comun) cu curentul I_Q. Punctul static de funcţionare al tranzistorului T_1 corespunde stării de repaos $v_o = 0$ şi $i_o = 0$, cînd $v_I = V_{BE1}$, $i_{C1} = I_Q$ şi $v_{CE1} = E_C$. Se presupune că tensiunea de intrare este aplicată între baza tranzistorului T_1 şi borna negativă $-E_C$ a sursei duble de alimentare a circuitului.

Pentru a trasa *caracteristica de transfer* $v_o = f(v_I)$ a circuitului se porneşte de la ecuaţiile

$$i_o = I_Q - i_{C1} \tag{4.40}$$

$$v_o = R_L i_o \tag{4.41}$$

$$v_I = v_{BE1} = V_T \cdot \ln (i_{C1}/I_{S1}) \tag{4.42}$$

unde $V_T = kT/q$ este tensiunea termică, I_{S1} este curentul de saturaţie al joncţiunii bază-emitor, iar celelalte mărimi sînt indicate în figura 4.6. Din aceste ecuaţii se deduce caracteristica de transfer sub forma

$$v_o = R_L\left(I_Q - I_{S1} \cdot \exp \frac{v_I}{V_T}\right) \tag{4.43}$$

Reprezentarea grafică a caracteristicii statice de transfer este dată în figura 4.7. Valoarea V_{BE1} se poate determina din relaţia (4.43) impunînd condiţia $v_o = 0$. Rezultă

$$V_{BE1} = V_T \cdot \ln (I_Q/I_{S1}) \tag{4.44}$$

Relaţiile de mai sus sînt valabile la funcţionarea ambelor tranzistoare în regim activ normal. Caracteristica de transfer corespunzătoare relaţiei (4.43) este puternic neliniară fapt care conduce la apariţia unor distorsiuni importante la semnale mari de ieşire în comparaţie cu etajul repetor de emitor analizat în paragraful precedent. Se remarcă totuşi faptul că pentru a se obţine o variaţie maximă a tensiunii de ieşire v_o este necesară

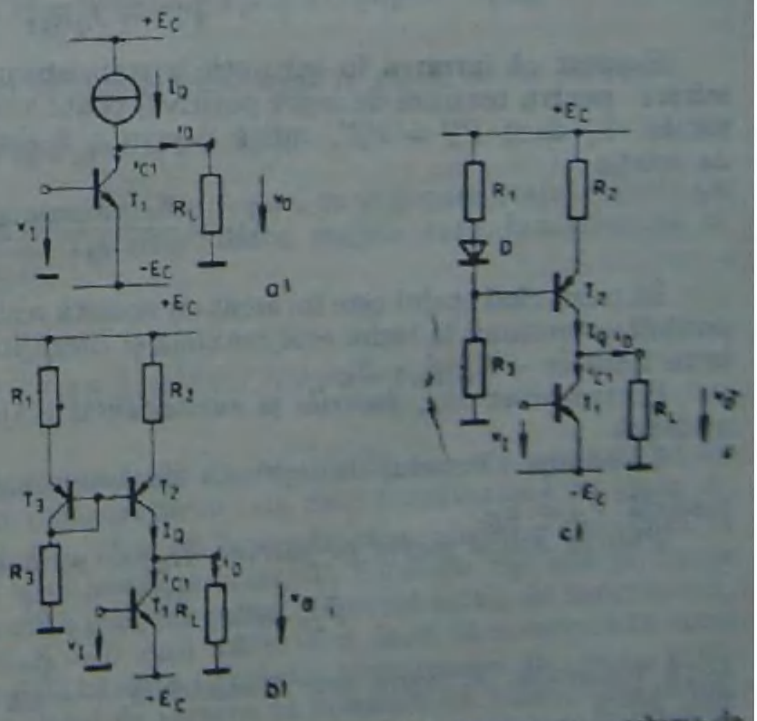


Fig. 4.5. Etaj de ieşire cu emitor comun: a — schema de principiu; b, c — configuraţii echivalente.

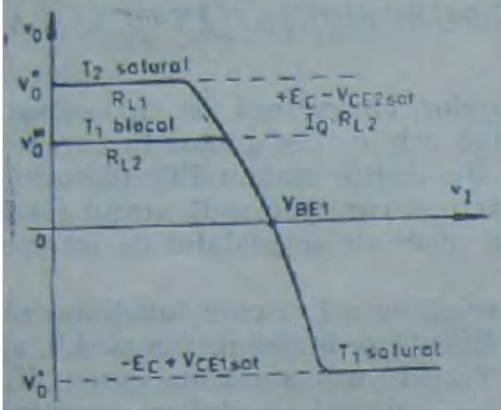


Fig. 4.7. Caracteristica statică de transfer a amplificatorului cu emitor comun.

o variație mică (de ordinul zecilor de milivolți) a tensiunii de intrare v_I.

Efectul de limitare ce apare în caracteristica de transfer este influențat de rezistența de sarcină R_L numai pentru valori pozitive ale semnalului de ieșire v_O (corespunzător unor tensiuni de intrare pozitive dar mai mici decît V_{BE1}) (vezi figura 4.7). Pentru valori negative ale semnalului de ieșire v_O, limitarea prin saturarea tranzistorului T_1 apare indiferent de valoarea sarcinii R_L.

Pentru $v_I > V_{BE1}$, tensiunea de ieșire scade exponențial pînă cînd tranzistorul T_1 se saturează (tensiunea sa colector-emitor devine suficient de mică). Valoarea tensiunii de ieșire la care tranzistorul T_1 se saturează este

$$V_O' = -E_C + V_{CE1sat} \tag{4.45}$$

Sub această valoare tensiunea de ieșire nu mai poate coborî, iar caracteristica de transfer se frînge.

Pentru o rezistență $R_L = R_{L1}$ mare, la scăderea tensiunii de intrare v_I sub valoarea V_{BE1}, tensiunea de ieșire (pozitivă) crește exponențial pînă cînd tranzistorul T_2 se saturează și caracteristica de transfer se frînge pentru o valoare a tensiunii de ieșire dată de relația

$$V_O'' = E_C - V_{CE2sat}, \tag{4.46}$$

unde în V_{CE2sat} este inclusă și scăderea de tensiune $I_Q R_2$ pe rezistența R_2.

Pentru o rezistență de sarcină mică $R_L = R_{L2} < R_{L1}$ tranzistorul T_2 nu ajunge la saturație, în schimb tranzistorul T_1 se blochează la o valoare a tensiunii de ieșire care satisface relația

$$V_O''' = I_Q R_{L2} \tag{4.47}$$

Evident că intrarea în saturație a tranzistorului T_2 (apariția fenomenului de limitare pentru tensiuni de ieșire pozitive) poate avea loc simultan cu blocarea tranzistorului T_1 dacă $V_O' = V_O'''$, adică pentru o rezistență de sarcină critică R_{L3} dată de relația

$$R_{L3} = \frac{E_C - V_{CE2sat}}{I_Q} \cong \frac{E_C}{I_Q} \tag{4.48}$$

În cazul cînd etajul este încărcat cu această rezistență de ieșire $R_L = R_{L3}$, variația posibilă a tensiunii la ieșire este maximă și (neglijînd V_{CEsat} față de E_C) se încadrează între limitele $+E_C$ și $-E_C$.

Pentru acest caz, *puterile și randamentul* etajului pot fi determinate după cum urmează.

Se admite semnalul de ieșire ca fiind sinusiodal și avînd amplitudinea maximă posibilă $\hat{V}_O = E_C$.

Puterea activă medie pe sarcina R_{L3} se scrie sub forma

$$\tilde{P}_{L3} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\tilde{V}_O^2}{R_{L3}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{E_C^2}{R_{L3}} = \frac{1}{2} \cdot I_Q E_C \tag{4.49}$$

Dacă tensiunea de ieșire este sinusoidală, rezultă un curent de sarcină tot sinusoidal, adică

$$v_O = \hat{V}_O \cdot \sin \omega t, \quad i_O = \hat{I}_O \cdot \sin \omega t = I_Q \cdot \sin \omega t. \tag{4.50}$$

și ca atare, curentul prin tranzistorul T_1 este (vezi relația 4.40):

$$i_{C1} = I_Q(1 - \sin \omega t), \tag{4.51}$$

iar tensiunea la bornele sale este

$$v_{CE1} = v_0 + E_C = E_C(1 + \sin \omega t) \tag{4.52}$$

Puterea instantanee disipată de tranzistorul T_1 se va calcula cu relația

$$P_{T1} = i_{C1}v_{CE1} = I_Q E_C(1 - \sin^2 \omega t) = \frac{1}{2} I_Q E_C(1 + \cos 2\omega t) \tag{4.53}$$

Valoarea medie a puterii disipate pe tranzistorul T_1 este

$$\tilde{P}_{T1} = \frac{1}{2} \cdot I_Q E_C \tag{4.54}$$

Curentul debitat de tranzistorul T_2 este constant și egal cu valoarea fixată I_Q. Tensiunea la bornele sale este

$$v_{CE2} = E_C - v_0 = E_C(1 - \sin \omega t), \tag{4.55}$$

iar *puterea instantanee disipată* este

$$P_{T2} = i_{C2}v_{CE2} = I_Q E_C(1 - \sin \omega t), \tag{4.56}$$

având *valoarea medie*

$$\tilde{P}_{T2} = I_Q E_C \tag{4.57}$$

Făcînd bilanțul puterilor se poate deduce *valoarea medie a puterii absorbite* de la sursele de alimentare (sursa pozitivă $+E_C$ și sursa negativă $-E_C$):

$$\tilde{P}_{ali} = \tilde{P}_{L3} + \tilde{P}_{T1} + \tilde{P}_{T2} = \frac{1}{2} I_Q E_C + \frac{1}{2} I_Q E_C + I_Q E_C = I_Q E_C \tag{4.58}$$

Randamentul etajului tip emitor comun, funcționînd în clasă A are valoarea

$$\eta_i = \tilde{P}_{L3}/\tilde{P}_{ali} = 1/4 = 25\% \tag{4.59}$$

Această valoare maximă a randamentului este aceeași ca și pentru etajul repetor pe emitor care funcționează în clasă A. De altfel toate etajele care funcționează în clasa A au randamentul maxim 25%.

4.3. *ETAJE DE IEȘIRE ÎN CLASĂ B ÎN CONTRATIMP*

Etajele de ieșire în clasa B au un consum foarte mic în absența semnalului de intrare și au un randament ridicat în comparație cu cele care funcționează în clasa A.

Schema de principiu a unui etaj în clasa B în contratimp simetric este dată în figura 4.8. Cele două tranzistoare sînt *complementare*, T_1 fiind de tip *npn* și T_2 de tip *pnp*. Schema se numește *cu simetrie complementară*. Punctul static de funcționare, corespunzător semnalelor $v_0 = 0$ și $i_0 = 0$ este astfel ales încît să corespundă unui semnal nul de intrare ($v_I = 0$) și stării de blocare a ambelor tranzistoare ($i_{C1} = i_{C2} = 0$). Astfel, în fiecare alternanță a semnalului de intrare va conduce un singur tranzistor, celălalt fiind blocat. Se remarcă faptul că cele două emitoare sînt legate împreună

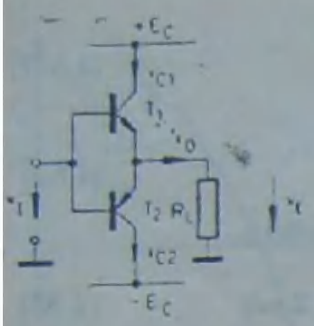


Fig. 4.8. Schema de principiu pentru etajul de ieşire în contratimp simetric.

şi tot aici sarcina R_L, ceea ce înseamnă că tranzistoarele funcţionează *ca repetoare pe emitor*, fiecare în cîte o alternanţă.

4.3.1. CARACTERISTICA DE TRANSFER A ETAJELOR DE IEŞIRE ÎN CLASĂ B ÎN CONTRATIMP

Caracteristica de transfer a circuitului din figura 4.8 este dată în figura 4.9. Aplicînd la intrare tensiuni v_I, pozitive sau negative care nu depăşesc tensiunea V_{BE0} de deblocare a tranzistoarelor T_1 şi T_2, acestea rămîn ambele blocate, iar tensiunea de ieşire este nulă. În momentul în care tensiunea de intrare v_I pozitivă atinge valoarea critică V_{BE0}, tranzistorul T_1 intră în conducţie şi deoarece funcţionează ca repetor pe emitor, în continuare, tensiunea de ieşire creşte liniar, repetînd variaţiile tensiunii de intrare, pînă cînd tranzistorul se saturează. La saturaţie tensiunea de ieşire are valoarea

$$V_0' = E_C - V_{CE1sat}$$

peste care nu mai poate să crească şi caracteristica de transfer se frînge.

Pentru valori negative ale tensiunii de intrare v_I, care coboară sub $-V_{BE0}$, tranzistorul T_2 intră în conducţie, în timp ce tranzistorul T_1 rămîne blocat. Tranzistorul T_2 funcţionează ca repetor pe emitor pînă cînd, prin scăderea tensiunii de intrare v_I sub nivelul indicat în figura 4.9, tranzistorul se saturează şi caracteristica de transfer se frînge.

Pe caracteristica de transfer din figura 4.9 este pusă în evidenţă o zonă de insensibilitate pentru variaţiile tensiunii de intrare v_I între limitele $\pm V_{BE0}$ în care tensiunea v_0 de ieşire rămîne zero. Această zonă de insensibilitate, caracteristică etajelor în clasa B în contratimp determină apariţia *distorsiunilor de trecere* (distorsiuni de racordare), care se manifestă pronunţat, atunci cînd amplificatorul de putere lucrează la puteri şi semnale mult mai mici decît puterea nominală.

O altă sursă de distorsiuni o constituie *distorsiunile de limitare*, specifice puterilor mari. Ele apar atunci cînd semnalul de intrare depăşeşte limitele care fac să intre în saturaţie tranzistoarele T_1 şi T_2.

În figura 4.10 este ilustrat modul de apariţie a distorsiunilor de trecere la semnale mici şi a distorsiunilor de limitare la semnale mari, cînd la intrare este aplicat un semnal sinusoidal de diferite amplitudini. Semnalul de amplitudine mică de forma 1 este distorsionat sub forma 1', iar semnalul de amplitudine mare 2 este limitat sub forma 2'.

Această comportare a etajelor finale în clasă B explică de ce constructorii de aparatură audio de înaltă fidelitate specifică factorul de distorsiuni atît pentru puterea nominală (de exemplu pentru 25 W), cît şi pentru o putere mult mai mică (de exemplu 50 mW) a amplificatorului de putere.

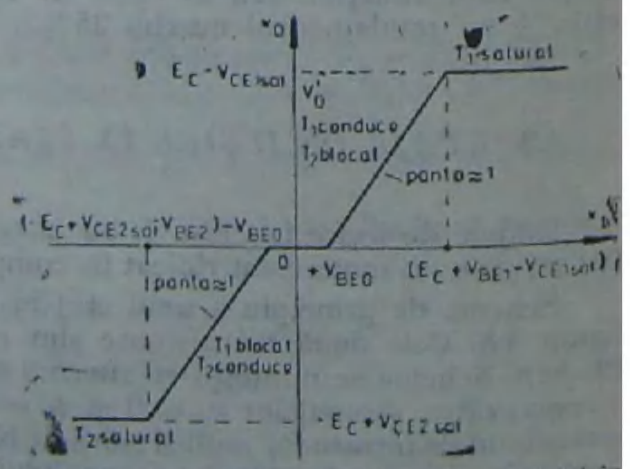


Fig. 4.9. Caracteristica de transfer a etajului în contratimp din figura 4.8.

De obicei distorsiunile de limitare se instalează în etajul de comandă al amplificatorului de putere, dacă ambele etaje sînt alimentate de la aceeaşi sursă. Ca urmare, în etajele de ieşire se urmăreşte reducerea la minimum a distorsiunilor de trecere. Aceasta constituie un obiectiv important în realizarea practică a amplificatoarelor de putere. Un mod de a reduce distorsiunile de trecere îl constituie utilizarea clasei AB de funcţionare a etajului final, cînd tranzistoarele T_1 şi T_2 sînt polarizate cu un curent static mic, de ordinul zecilor de miliamperi. Figura 4.11, a ilustrează un mod de polarizare a tranzistoarelor T_1 şi T_2 prin intermediul diodelor D_1, D_2 şi a surselor de curent I_0. Polarizarea poate fi realizată şi cu rezistenţe R_1 şi R_2 de valoare mare (comparativ cu R_L), alimentate de la tensiunile $+E_C$ şi $-E_C$, ca în figura 4.11, b. Alte variante de polarizare a tranzistoarelor de ieşire sînt date în figurile 4.11, c şi d, iar caracteristica de transfer (dezaxată faţă de originea axelor) corespunde curbelor b, respectiv c în figura 4.12. Se observă eliminarea zonelor de insensibilitate şi dispariţia distrosiunilor de trecere specifice caracteristicii din figura 4.9.

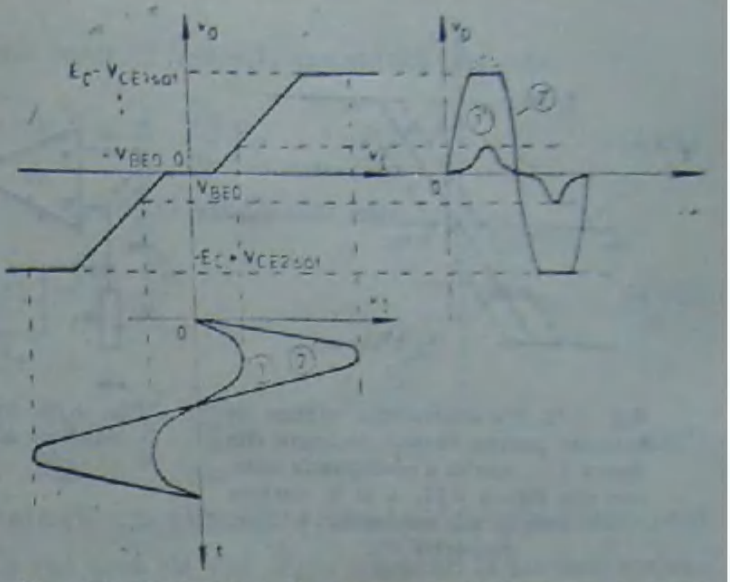


Fig. 4.10. Distorsiuni de trecere şi de limitare în etajul de ieşire în contratimp din figura 4.8.

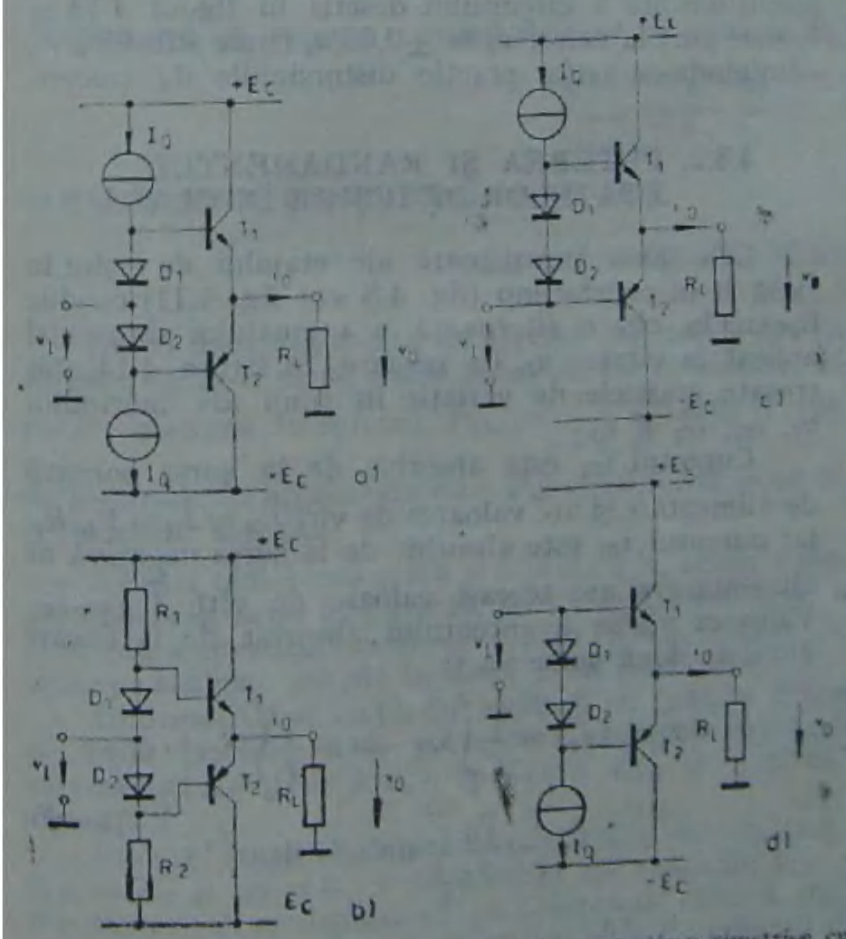


Fig. 4.11. Variante de ieşire în clasa B în contratimp simetrice cu eliminarea distorsiunilor de trecere.

Eliminarea distorsiunilor de trecere se poate realiza şi prin alte procedee, cum ar fi de exemplu utilizarea unor circuite de reacţie negativă globală. O astfel de schemă se prezintă în figura 4.13, unde, pentru realizarea reacţiei negative se utilizează un amplificator operaţional AO. Dacă tensiunea de intrare v_I este mică şi apare tendinţa de blocare a ambelor tranzistoare, calea de reacţie se întrerupe, amplificarea AO în buclă deschisă devine foarte mare, semnalul v_i' pe baza tranzistoarelor T_1 şi T_2 creşte peste limitele $\pm V_{BE0} = 0{,}65$ V de-

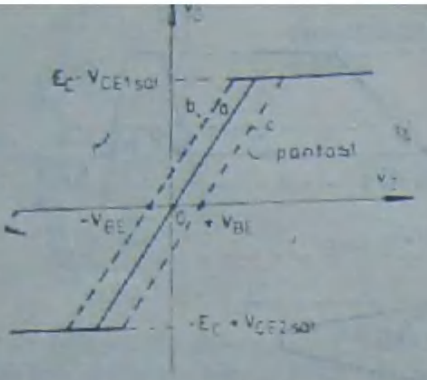


Fig. 4.12. Caracteristicile statice de transfer pentru etajele le ieşire din figura 4.11 (curba a corespunde schemei din figura 4.11, a şi b, curbele c şi d corespund schemelor 4.11, c, respectiv d).

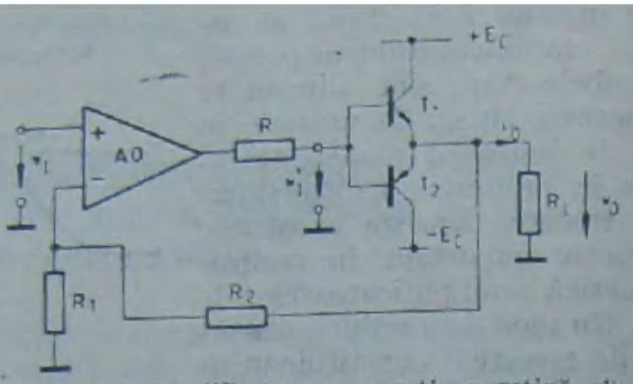


Fig. 4.13. Amplificator cu reacţie negativă globală cu eliminarea distorsiunilor de trecere.

blocînd unul dintre tranzistoare şi închizînd calea de reacţie. AO menţine potenţialul v^- a bornei sale inversoare aproximativ egal cu potenţialul $v^+ = v_I$ al bornei neinversoare, astfel că tensiunea de ieşire $v_O = (1 + R_2/R_1)v^-$ urmăreşte semnalul de intrare, fiind nul cînd $v_I = 0$. Caracteristica statică de transfer este liniară, trecînd prin originea axelor de coordonate. Dacă de exemplu amplificarea AO în buclă deschisă este a_v (valoare tipică 10 000), atunci zona de insensibilitate a circuitului descris în figura 4.13 se reduce pînă la valori $v_I = \pm 0{,}65/a_v$ (tipic sub 65 μV), eliminîndu-se astfel practic distorsiunile de trecere.

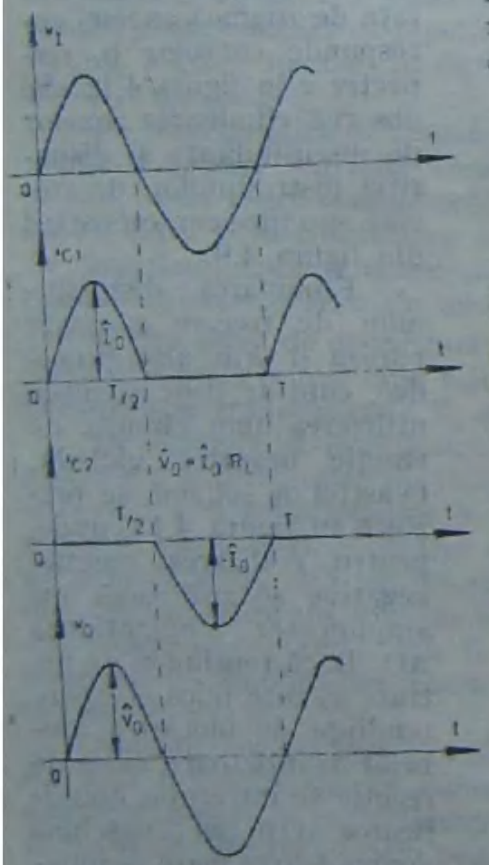


Fig. 4.14. Cronogramele semnalelor corespunzătoare etajului în contratimp.

4.3.2. PUTEREA ŞI RANDAMENTUL ETAJELOR DE IEŞIRE ÎN CLASĂ B

Cele două tranzistoare ale etajului de ieşire în clasă B în contratimp (fig. 4.8 sau fig. 4.11) conduc fiecare în cîte o alternanţă a semnalului sinusoidal aplicat la intrare v_I. Ca urmare, în figura 4.14 sînt trasate graficele de variaţie în timp ale mărimilor v_I, i_{C1}, i_{C2} şi v_O.

Curentul i_{C1} este absorbit de la sursa pozitivă de alimentare şi are valoarea de vîrf $\hat{I}_{C1} = \hat{I}_O = \hat{V}_O/R_L$, iar curentul i_{C2} este absorbit de la sursa negativă de alimentare şi are aceeaşi valoare de vîrf, $\hat{I}_{C1} = \hat{I}_{C2}$. Valoarea medie a curentului absorbit de la fiecare din cele două surse va fi

$$\tilde{I} = \tilde{I}_1 = |\tilde{I}_2| = \frac{1}{T}\int_0^T i_{C1}\cdot \mathrm{d}t = \frac{1}{T}\int_0^T |i_{C2}|\cdot \mathrm{d}t = \frac{1}{T}\cdot\frac{\hat{V}_O}{R_L}\int_0^{T/2} \sin \omega t \cdot \mathrm{d}t \qquad (4-60)$$

$$\tilde{I} = \frac{1}{\pi}\cdot\frac{\hat{V}_O}{R_L}$$

Puterea medie absorbită de la ambele surse de tensiune constantă E_C este

$$\tilde{P}_{ali} = 2E_C\tilde{I} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{\hat{V}_0}{R_L} E_C \tag{4.61}$$

Puterea medie furnizată sarcinii R_L în regim sinusoidal este

$$\tilde{P}_L = \frac{1}{2} \cdot \frac{\hat{V}_0^2}{R_L} \tag{4.62}$$

ar *randamentul etajului în clasă B* devine

$$\eta = \frac{\tilde{P}_L}{\tilde{P}_{ali}} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{\hat{V}_0}{E_C} \tag{4.63}$$

Relaţiile (4.61), (4.62) şi (4.63) arată că atit puterile vehiculate cit şi randamentul etajului de ieşire în clasă B depind de valoarea de vîrf $\hat{V}_0$ a tensiunii la bornele sarcini (egală cu tensiunea de comandă $\hat{V}_I$, deoarece etajul funcţionează ca repetor pe emitor în fiecare alternanţă).

Dacă se neglijează V_{CEsat} faţă de E_C, valoarea maximă a amplitudinii tensiunii la bornele sarcinii poate fi E_C:

$$\hat{V}_{0max} = E_C \tag{4.64}$$

Rezultă că *puterea maximă debitată* pe sarcina R_L poate fi calculată cu relaţia

$$\tilde{P}_{Lmax} = \frac{1}{2} \cdot \frac{E_C^2}{R_L} \tag{4.65}$$

iar randamentul maxim este în acest caz

$$\eta_{max} = \frac{\pi}{4} = 0{,}785 = 78{,}5\% \tag{4.66}$$

Astfel dacă rezistenţa de sarcină (difuzorul) are valoarea $R_L = 4\Omega$ şi alimentarea se face de la o sursă *dublă simetrică* cu tensiunea $E_C = \pm 20$ V, se poate obţine o putere maximă în sarcină $\tilde{P}_{Lmax} = \frac{1}{2} \cdot \frac{20^2}{4} = 50$ W. Puterea absorbită în acest caz de la sursele de alimentare este $\tilde{P}_{ali} = 50/0{,}785 = 64$ W (cite 32 W de la fiecare sursă considerată separat).

Relaţia (4.61) mai arată şi faptul că în absenţa semnalului ($\hat{V}_0 = 0$) puterea consumată de la surse este practic zero. Această remarcă, alături de randamentul ridicat al acestora constituie motivul pentru care în etajele de ieşire (de putere) se utilizează aproape exclusiv etajele în clasă B în contratimp.

Informaţii mai ample în legătură cu puterea disipată de tranzistoarele din etajul de ieşire în clasă B se pot obţine analizînd funcţionarea tranzistoarelor în planul caracteristicilor $i_C = f(v_{CE})$. În figura 4.15 se prezintă această analiză pentru tranzistorul T_1.

Punctul static de funcţionare al tranzistorului este Q, caracterizat prin $v_{CE1} = 0$, $v_{CE1} = E_C$ şi $i_{C1} = 0$. Pentru valori ale tensiunii v_{CE1} mai mici decit E_C punctul de funcţionare A se deplasează pe dreapta de sarcină ($\operatorname{tg} \alpha = R_L$) dinspre Q spre N, iar pentru valori mai mari decit valoarea $+E_C$ punctul de funcţionare B se deplasează din Q pe axa absciselor pînă cînd tensiunea la bornele tranzistorului T_1 atinge valoarea $2E_C - V_{CEsat2}$. În acest interval cînd $V_{CE1} > E_C$ tranzistorul T_1 este blocat şi conduce T_2.

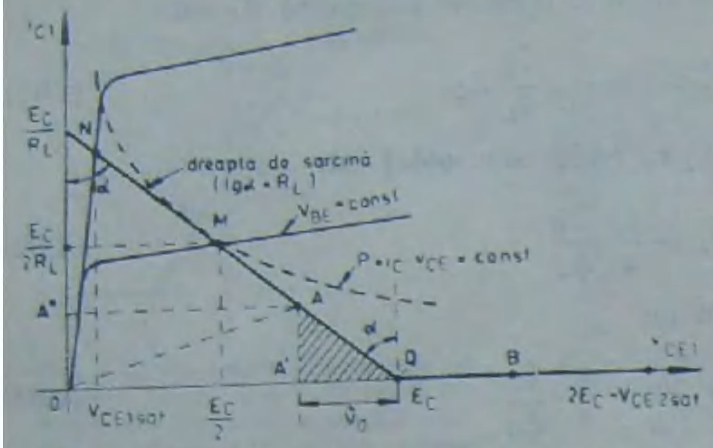


Fig. 4.15. Caracteristicile $i_C = f(v_{CE})$ și dreapta de sarcină pentru unul din tranzistoarele etajului în contratimp.

Puterea medie furnizată sarcinii în regim sinusoidal dată de relația (4.62) sub forma $\tilde{P}_L = \hat{V}_0^2/(2R_L)$, reprezintă aria triunghiului haşurat AQA' (fig. 4.15), unde $\hat{V}_0$ este amplitudinea tensiunii sinusoidale la bornele sarcinii. Valoarea maximă a puterii în sarcină în regim sinusoidal corespunde excursiei maxime a punctului A de funcționare, între limitele Q și N, iar dacă se neglijează tensiunea V_{CEsat} față de E_C se obține valoarea (4.65) $\tilde{P}_{Lmax} = E_C^2/(2R_L)$.

Puterea disipată în tranzistor are valoarea instantanee

$$P_{T1} = v_{CE1} \cdot i_{C1} \tag{4.67}$$

și reprezintă aria dreptunghiului OA'AA''. Ținînd cont că

$$v_{CE1} = E_C - R_L i_{C1}, \tag{4.68}$$

această putere se scrie sub forma

$$P_{T1} = E_C i_{C1} - R_L i_{C1}^2 \tag{4.69}$$

Puterea instantanee disipată pe tranzistor devine maximă pentru

$$i_{C1} = E_C/(2R_L), \tag{4.70}$$

adică atunci cînd punctul de funcționare se află la jumătatea dreptei de sarcină (punctul M din figura 4.15). Deci, într-un etaj de ieşire în clasa B, puterea instantanee maximă disipată pe tranzistor are loc cînd tensiunea de ieşire $v_0 \cong v_I$ este jumătate din tensiunea E_C de alimentare și această putere este

$$P_{T\,max} = E_C^2/(4R_L) \tag{4.71}$$

Ca și la etajul repetor pe emitor descris în paragraful 4.1 (fig. 4.4) hiperbola de disipație $i_C v_{CE} = const.$ este tangentă la dreapta de sarcină în punctul M, care împarte dreapta de sarcină în două părți egale.

În figura 4.16 sînt reprezentate variațiile în timp ale curentului de colector, ale tensiunii colector-emitor și ale puterii instantanee disipate de tranzistorul T_1 în ipoteza excursiei maxime a punctului de funcționare, cînd se obține valoarea maximă a puterii în sarcină în regim sinusoidal. Deoarece tranzistorul T_1 conduce numai într-o singură alternanță, rezultă că atît curentul i_{C1} cît și puterea disipată de tranzistor (P_{T1}) sînt nule în intervalul $[T/2, T]$. În intervalul $[0, T/2]$ expresiile analitice ale curentului de colector și respectiv ale puterii disipate de tranzistor sînt (vezi și relația 4.69):

$$i_{C1} = \frac{E_C}{R_L}\sin\omega t \quad (4.72) \qquad P_{T1} = \frac{E_C^2}{R_L}(\sin\omega t - \sin^2\omega t) \quad (4.73)$$

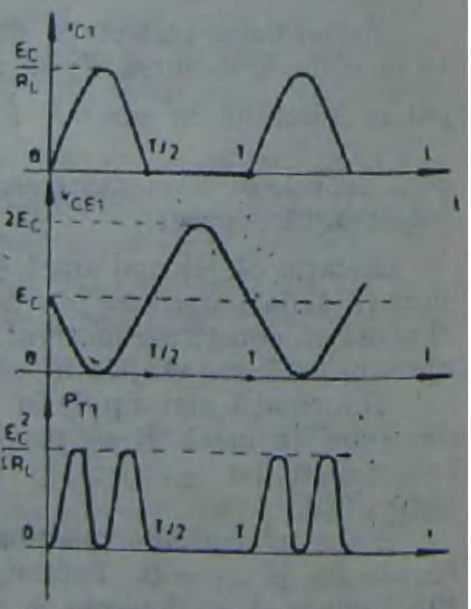


Fig. 4.16. Cronogramele semnalelor i_{C1} și v_{CE1} și a puterii disipate pe tranzistorul T_1 al etajului în contratimp.

Valoarea medie a puterii disipate de tranzistorul T_1 în decursul unei perioade se calculează cu relaţia

$$\tilde{P}_{T1} = \frac{1}{T}\int_0^T P_{T1} \cdot dt = \frac{1}{T}\int_0^{T/2} \frac{E_C^2}{R_L}(\sin \omega t - \sin^2 \omega t) \cdot dt \tag{4.74}$$

Rezultă

$$\tilde{P}_{T1} = \frac{E_C^2}{R_L}\left(\frac{1}{\pi} - \frac{1}{4}\right) = 0{,}068\,\frac{E_C^2}{R_L} \tag{4.75}$$

Raportul dintre puterea maximă pe sarcină $\tilde{P}_{Lmax}$ şi puterea disipată de un singur tranzistor din etajul de ieşire $\tilde{P}_{T1}$ se numeşte *eficienţă comercială* a amplificatorului de putere. La etajele de ieşire în clasa B eficienţa comercială este

$$\eta_C = \frac{\tilde{P}_{Lmax}}{\tilde{P}_{T1}} = \frac{0{,}5\,E_C^2/R_L}{0{,}068\,E_C^2/R_L} = 7{,}35 \tag{4.76}$$

De exemplu, cu două tranzistoare (complementare) putînd disipa fiecare cîte 10 W se poate construi un etaj de ieşire funcţionînd în clasă B în contratimp care poate furniza sarcinii o putere de 73,5 W. Desigur, aceasta este numai o valoare teoretică; în practică, puterea furnizată sarcinii se situează în jurul a maximum 50 W.

În funcţionarea etajelor de ieşire în clasă B pot apare regimuri anormale, cum ar fi scurtcircuit la bornele sarcinii ($R_L = 0$) sau mersul în gol al etajului ($R_L \to \infty$).

În cazul scurtcircuitului ($R_L = 0$) dreapta de sarcină QN din figura 4.15 tinde să devină o verticală care trece prin punctul static Q ($R_L = \operatorname{tg} \alpha = 0$), iar ca urmare puterea instantanee disipată de tranzistor creşte excesiv de mult, putînd distruge termic tranzistorul. Din acest motiv este obligatorie folosirea unor circuite de protecţie împotriva suprasarcinilor sau scurtcircuitelor accidentale.

În cazul mersului în gol al etajului ($R_L \to \infty$) dreapta de sarcină QN tinde să se confunde cu axa absciselor $\left(R_L = \operatorname{tg} \alpha \to \infty;\ \alpha \to \frac{\pi}{2}\right)$ iar puterea disipată de tranzistor devine nulă; în consecinţă mersul în gol al etajului nu constituie un pericol pentru elementele circuitului.

4.3.3. ETAJE DE IEŞIRE CVAZICOMPLEMENTARE

Etajele de ieşire în clasă B în contratimp cu simetrie complementară sînt în general folosite la puteri mici (sub 5 W) cînd se pot găsi două tranzistoare identice ca parametri, dar cu polarităţi complementare (unul de tip *pnp* şi altul de tip *npn*).

Pentru puteri mari însă nu sînt disponibile decît tranzistoare cu siliciu de polaritate *npn*. Exemplul clasic îl constituie tranzistorul *npn* cu siliciu 2N3055 care domină de peste un deceniu construcţiile amatorilor în domeniul amplificatoarelor de putere.

Prin folosirea tranzistoarelor compuse în *conexiune Darlington* se pot realiza dubleţi sau tripleţi de tranzistoare la care există trei borne de acces cu exteriorul, corespunzătoare bazei, emitorului şi colectorului unui tranzistor echivalent, dar a căror polaritate poate să fie diferită de a tranzistorului final de putere.

Un astfel de grup format din două sau trei tranzistoare, echivalent unui singur tranzistor de tip *npn* sau *pnp* constituie elementul de bază în construcţia etajului

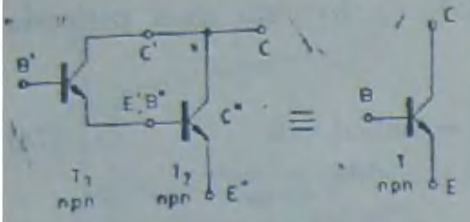


Fig. 4.17. Dublet Darlington fără inversare de polaritate tip npn.

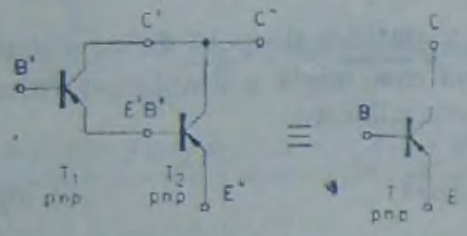


Fig. 4.18. Dublet Darlington fără inversare de polaritate tip pnp.

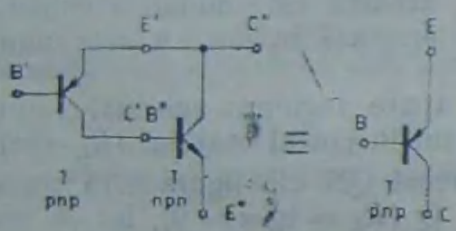


Fig. 4.19. Dublet Darlington cu inversare de polaritate tip pnp.

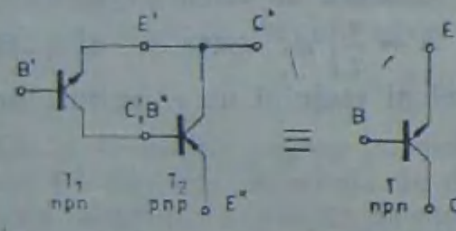


Fig. 4.20. Dublet Darlington cu inversare de polaritate tip npn.

de ieșire al unui amplificator în contratimp cu *simetrie cvazicomplementară*. Etajul se numește astfel deoarece tranzistoarele finale ale dubletului sau tripletului nu sînt complementare, ci de obicei sînt identice.

În figura 4.17 se prezintă un dublet în conexiune Darlington *fără inversare de polaritate*. Colectoarele ambelor tranzistoare C' și C'' sînt legate împreună, în timp ce emitorul E' al tranzistorului de mică putere T_1 este conectat la baza B'' a tranzistorului T_2 de mare putere. Cele două tranzistoare T_1 și T_2 sînt de tip *npn* iar echivalentul lor T este tot un tranzistor de tip *npn*. Dacă cele două tranzistoare au cîștigul în curent β_1, respectiv β_2 se poate arăta că tranzistorul echivalent dubletului Darlington are cîștigul în curent

$$\beta \cong \beta_1 \cdot \beta_2 \qquad (4.77)$$

Un dublet Darlington cu tranzistoare *pnp* fără schimbarea polarității este prezentat în figura 4.18. Cîștigul în curent al tranzistorului echivalent este dat tot de relația (4.77).

În figurile 4.19 și 4.20 se prezintă două conexiuni Darlington *cu inversarea polarității* (inversare față de tranzistorul final de mare putere T_2). Dubletul format dintr-un tranzistor *pnp* de mică putere și un tranzistor *npn* de putere (fig. 4.19) este echivalent cu un tranzistor *pnp*. Dubletul Darlington din figura 4.20 este echivalent cu un tranzistor *npn*. Cîștigul tranzistorului echivalent este tot de forma $\beta \cong \beta_1 \cdot \beta_2$.

În schemele practice dubleții Darlington se utilizează cu unele mici modificări față de schemele teoretice prezentate în figurile 4.17 ÷ 4.20. Astfel, la dubleții fără schimbare de polaritate se prevăd rezistențele R_B și eventual R_C montate conform schemei din figura 4.21. Rezistența R_B avînd valoarea tipică cuprinsă între 20 și 100 de ohmi are mai multe roluri. În primul rînd, asigură un curent de repaos al tranzistorului T_1 și prin acest lucru se reduc distorsiunile de trecere în cazul în care etajul de ieșire funcționează în clasă B. Simultan cu aceasta are loc și o creștere a cîștigului de curent β_1 la semnale mici de intrare. În al doilea rînd, rezistența R_B îmbunătățește funcționarea la frecvențe înalte, deoarece prin această rezistență se elimină sarcina stocată în baza tranzistorului final T_2, atunci cînd acesta este blocat ca urmare a funcționării montajului în contratimp. În al treilea rînd, rezistența R_B duce la creșterea tensiunii de străpungere a tranzistorului T_2, deoarece baza acestuia nu poate rămîne niciodată în gol. Rezistența R_C nu este obligatorie. Ea servește la limitarea curentului prin tranzistorul T_1, în cazul unui scurtcircuit la bornele sarcinii.

În cazul dubleților cu schimbare de polaritate, deși se obține același cîștig în curent ($\beta \cong \beta_1 \cdot \beta_2$), tensiunea de deschidere a dubletului diferă față de tensiunea de deschidere a dubletului fără schimbare de polaritate.

La dubleții cu schimbare de polaritate tensiunea de deschidere este egală cu tensiunea de deschidere a tranzistorului T_1 (fig. 4.19 și 4.20), adică

$$V'_{BE0} = V^1_{BE0} \cong 0{,}65 \text{ V} \tag{4.78}$$

La dubleții fără schimbare de polaritate (fig. 4.17 și 4.18) tensiunea de deschidere este egală cu suma tensiunilor de deschidere a celor două tranzistoare T_1 și T_2, adică:

$$V''_{BE0} = V^1_{BE0} + V^2_{BE0} \cong 1{,}3 \text{ V} \tag{4.79}$$

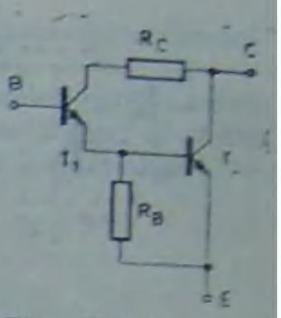


Fig. 4.21. Schemă practică de dublet Darlington.

Pentru înlăturarea asimetriei etajului în contratimp, schema practică a dubletului cu inversare de polaritate se modifică față de figura 4.19 conform figurii 4.22. Rezistența R_B rămîne conectată între baza și emitorul tranzistorului de putere T_2, avînd efectele enumerate mai sus, în plus, în emitorul tranzistorului T_1 se conectează dipolul R_B în paralel cu dioda de siliciu D (tranzistorul T_2 se presupune din siliciu). Dipolul R_B, D are caracteristica tensiune-curent întocmai ca și joncțiunea bază-emitor a tranzistorului T_2 în paralel cu rezistența din baza sa R_B. Prin acest procedeu dubletul cu inversare de polaritate are tensiunea de deschidere de circa 1,3 V, egală cu a dubletului fără inversare de polaritate, astfel că la funcționarea în clasă B simetria se va păstra la orice nivel al semnalului de comandă.

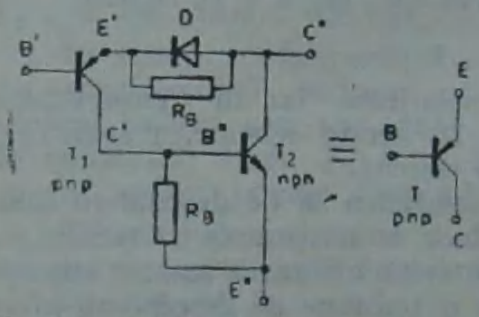


Fig. 4.22. Dublet Darlington cu inversare de polaritate avînd tensiunea de deschidere de 1,3 V.

Față de cele arătate mai sus, în figura 4.23 se prezintă un etaj de ieșire în clasă B cu simetrie cvazicomplementară cu dubleți Darlington. Deoarece dubleții Darlington au tensiunea de deschidere de circa 1,3 V fiecare, grupul de diode de prepolarizare (pentru reducerea distorsiunilor de trecere) conține un număr de 4 diode (fiecare diodă avînd tensiunea de deschidere de circa 0,65 V).

În realizarea practică a etajelor de ieșire cu simetria cvazicomplementară cu dubleți Darlington este recomandabil ca tranzistoarele să fie selectate, astfel încît T'_2 și T''_2 să aibă caracteristici identice, iar T'_1 și T''_1 să aibă caracteristici simetrice (complementare). Pentru aceasta este suficient uneori să se măsoare factorul β al fiecărui tranzistor în două situații extreme: la curenți mici de colector (aproape de zona de blocare) și la curenți mari de colector (aproape de zona de saturație)

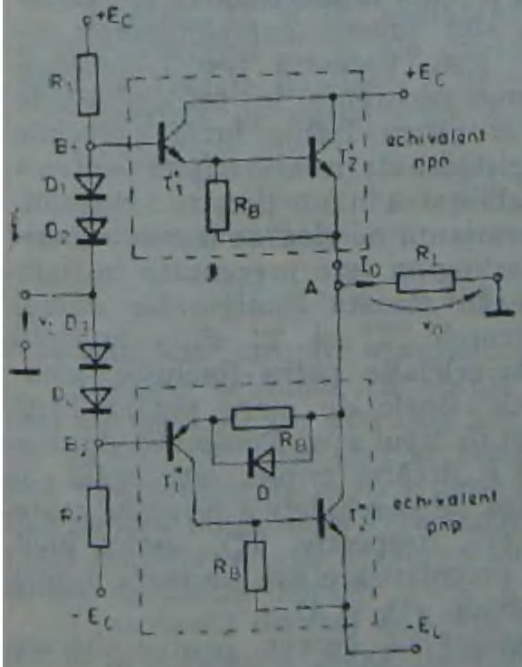


Fig. 4.23. Etaj de ieșire în clasă B cu simetrie cvazicomplementară.

Conexiunile Darlington cu tripleți de tranzistoare se folosesc la puteri ce depășesc 50 W. Un triplet se obține dintr-un dublet la care tranzistorul final este un tranzistor echivalent *npn* sau *pnp*. Există mai multe variante posibile de combinații pentru realizarea tripleților, corespunzătoare schemelor cu inversare de polaritate sau fără inversare de polaritate. În figura 4.24, a și b se

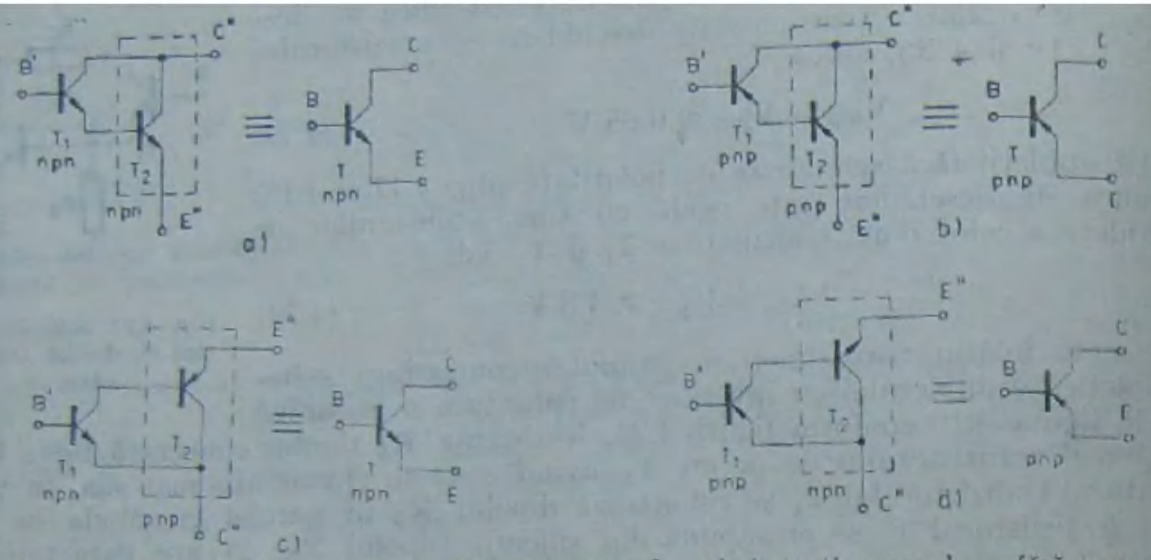


Fig. 4.24. Tripleți Darlington: a — fără inversare de polaritate tip npn; b — fără inversare de polaritate tip pnp; c — cu inversare de polaritate tip npn; d — cu inversare de polaritate tip pnp.

prezintă două scheme de tripleți fără inversare de polaritate, iar în figura 4.24, c și d alte două scheme cu inversare de polaritate. În aceste scheme, tranzistorul T_2 este un tranzistor echivalent (dublet) de tip *pnp* sau *npn*.

În cazul tripletului fără inversare de polaritate tensiunea sa de deschidere echivalentă este $V'_{BE0} \cong 3 \cdot 0{,}65 = 1{,}95$ V, ceea ce conduce la micșorarea factorului de utilizare a tensiunii de colector, motiv pentru care se evită utilizarea acestor tripleți.

Tripleții cu inversarea polarității dubletului au o tensiune de deschidere practic egală cu tensiunea de deschidere a primului tranzistor, adică $V'_{BE0} \cong 0{,}65$ V. Utilizarea tripleților cu inversarea polarității în etajele de ieșire în contratimp în clasă B nu reclamă măsuri de precauție specială privitor la simetrizarea lor, deoarece ei sînt practic complementari simetrici. Este necesară totuși introducerea unor rezistențe în buclele locale care s-ar putea forma între perechile de tranzistoare ale fiecărui triplet pentru a mări stabilitatea în funcționare a etajului.

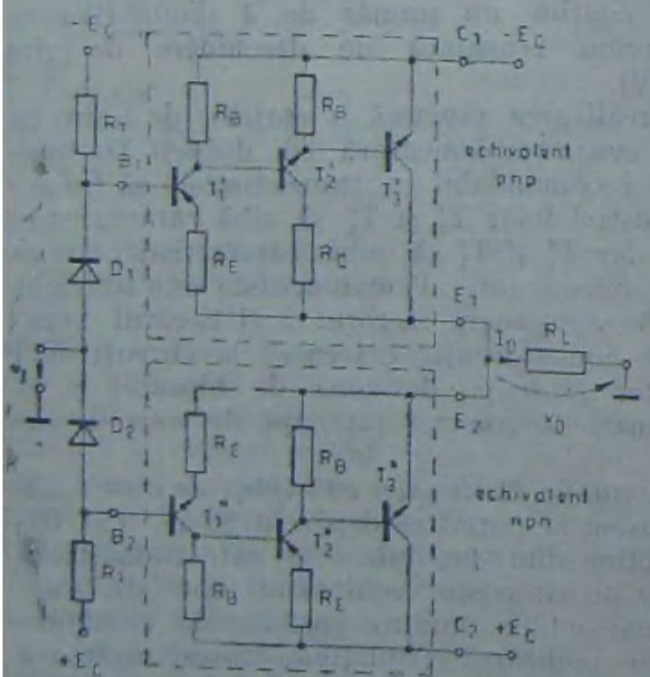


Fig. 4.25. Etaj de ieșire cu tripleți Darlington.

O variantă de etaj de ieșire cu tripleți Darlington este prezentată în figura 4.25. În această configurație numai tranzistoarele T''_2 și T'_1 sînt de tipul *pnp*, iar celelalte patru (inclusiv tranzistoarele finale de mare putere T'_3 și T''_3), sînt de tipul *npn*. Tensiunea de deschidere a fiecărui triplet este egală cu tensiunea de deschidere a primului tranzistor (T'_1, respectiv T''_1), astfel încît pentru prepolarizare sînt necesare numai două diode (D_1 și D_2).

Cîștigul în curent pentru fiecare triplet se calculează cu relația

$$\beta \cong \beta_1 \cdot \beta_2 \cdot \beta_3 \qquad (4.80)$$

unde β_1, β_2, β_3 reprezintă cîştigurile în curent ale celor trei tranzistoare din triplet.

Ca şi la dubleţi, se recomandă şi aici selectarea tranzistoarelor care compun cei doi tripleţi. Tranzistoarele finale T_3' şi T_3'' trebuie să aibă caracteristici identice, iar perechile de tranzistoare T_2', T_2'' şi respectiv T_1', T_1'' să aibă caracteristici simetrice (să fie complementare).

4.3.4. VARIANTE DE ETAJE DE IEŞIRE ÎN CLASĂ B

În tehnologie integrată, deoarece tranzistoarele *pnp* de substrat nu au performanţe bune la curenţi mari, pentru realizarea unor amplificatoare cu puteri de ieşire de ordinul a cîtorva zeci de waţi se utilizează de obicei tranzistoare *npn* de putere în ambele semipericoade ale configuraţiei în clasă B. Un etaj de ieşire în clasă B realizat numai cu tranzistoare *npn* este prezentat în figura 4.26. Această configuraţie se realizează de exemplu în construcţia amplificatorului de mare putere 791, care disipă 10 W şi poate furniza 15 W pe o sarcină de 8 Ω. Tranzistoarele T_3 şi T_2 sînt de putere, identice, de tipul *npn*. Dioda D_2 este de asemenea de putere.

În semipericoada pozitivă a semnalului v_I de comandă, dioda D_2 este blocată, iar tranzistorul T_1 lucrează ca tranzistor de comandă pentru repetorul cu T_2 în a cărui emitor este conectată sarcina R_L. În semipericoada negativă a semnalului de comandă, dioda D_2 intră în conducţie, iar tranzistorul T_1 lucrează în montaj de tip emitor comun alimentînd sarcina conectată în colectorul său.

Curentul de polarizare a etajului este realizat cu sursa de curent cu T_3. Este necesar ca acest curent de polarizare să fie mai mare decît curentul maxim de bază al tranzistorului T_2, adică

$$I_{T3} > \frac{E_C - V_{CE3sat} - V_{BE2}}{(\beta_2 + 1) R_L} = I_{B2max} \tag{4.81}$$

Diodele D_1' şi D_1'' echilibrează căderile de tensiune ale joncţiunii bază-emitor a tranzistorului T_2 şi ale diodei D_2, eliminînd astfel zonele de insensibilitate care apar la etajele în clasă B şi prin aceasta diminuînd distorsiunile de trecere.

Limitele de variaţie ale semnalului de ieşire sînt

$$V_O^+ = E_C - V_{CE3sat} - V_{BE2}, \tag{4.82}$$

corespunzător saturării tranzistorului T_3 şi

$$V_O^- = -E_C + V_{CE1sat} + V_{D2}, \tag{4.83}$$

corespunzător saturării tranzistorului T_1.

Trebuie subliniat că etajul de ieşire realizat numai cu tranzistoare *npn* deşi are randamentul maxim de 78,5%, ca orice etaj în clasă B, are o caracteristică de transfer $v_O = f(v_I)$ puternic neliniară. În practică pentru liniarizarea caracteristicii de transfer se aplică etajului reacţii negative, care reduc totodată şi zonele de insensibilitate.

O variantă de etaj de ieşire în contratimp *alimentat de la o singură sursă* (fără priză mediană la care se conectează sarcina) este prezentată în figura 4.27. Cele două condensatoare identice conectate la sursa de

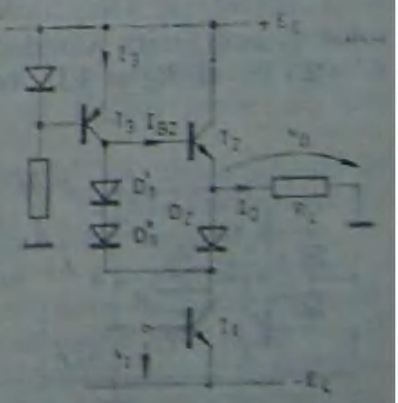


Fig. 4.26. Etaj de ieşire în clasă B realizat cu tranzistoare de acelaşi tip.

tensiune $+2E_C$ se încarcă în regim static fiecare la tensiunea $+E_C$, rezultînd că punctele A și A' se află static la același potențial, egal cu jumătate din tensiunea de alimentare, astfel încît se poate spune că punctul A' constituie o priză mediană pentru tensiunea de alimentare.

În regim dinamic, în alternanța în care conduce tranzistorul T_1, circuitul de sarcină se închide prin condensatorul C_2, iar în alternanța în care conduce tranzistorul T_2 circuitul de sarcină se închide prin condensatorul C_1. Condensatoarele au capacități suficient de mari (în mod obișnuit peste 1000 μF) astfel încît ele au o impedanță neglijabilă în regim dinamic în toată gama frecvențelor audio. Condensatoarele C_1 și C_2 care nu ar trebui să lipsească nici în cazul alimentării etajului de la o sursă dublă simetrică ($+E_C$ și $-E_C$) au și rolul de a proteja sursa de alimentare în cazul unor „vîrfuri" de curent prin tranzistoare, deoarece condensatoarele funcționează ca surse tampon datorită sarcinilor electrice stocate pe armături.

Alte variante de etaje de ieșire alimentate de la o singură sursă sînt prezentate în figura 4.28.

Schema din figura 4.28, a se obține din cea anterioară, prin suprimarea condensatorului C_1, iar schema din figura 4.28, b rezultă suprimînd condensatorul C_2.

În regim static punctele A și A' sînt la același potențial egal cu valoarea $+E_C$ față de masă.

În regim dinamic condensatorul se încarcă într-o alternanță la o tensiune care depășește valoarea E_C și tinde către $+2E_C$, în timp ce în cealaltă alternanță condensatorul se comportă ca o sursă de tensiune și debitează curent invers prin rezistența de sarcină, tensiunea la bornele sale tinzînd către valoarea zero. Astfel, spre exemplu în schema din figura 4.28, a în alternanța cînd tranzistorul T_1 conduce (T_2 fiind blocat), condensatorul C are tendința să se încarce prin T_1 și R_L pînă la tensiunea $+2E_C$. În alternanța cînd T_2 conduce (T_1 fiind blocat), condensatorul C tinde să se descarce spre zero prin tranzistorul T_2 și sarcina R_L. Dacă însă condensatorul C are capacitatea suficient de mare astfel încît constanta de timp CR_L să fie mult mai mare ca perioada semnalului de comandă, modificările de tensiune la bornele sale în regim dinamic sînt suficient de mici și ca urmare potențialul punctului A' se poate considera practic constant, egal cu valoarea $+E_C$ (față de masă).

Procesele dinamice se petrec în mod similar și în cazul schemei din figura 4.28, b.

Valoarea capacității condensatorului C trebuie să satisfacă inegalitatea

$$C > \frac{1}{2\pi f_j R_L}, \tag{4.84}$$

unde f_j este limita inferioară a frecvenței spectrului audio. Spre exemplu, pentru $f_j = 20$ Hz și $R_L = 4\ \Omega$, rezultă $C > 2000$ μF. Tensiunea nominală de lucru a con-

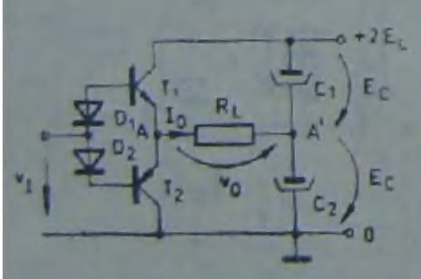


Fig. 4.27. Etaj de ieșire în clasă B alimentat de la o singură sursă.

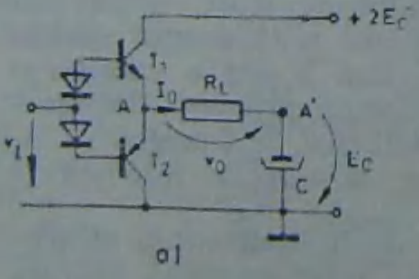


Fig. 4.28. Variante de etaje de ieșire în clasă B alimentate de la o singură sursă.

densatorului se recomandă a fi $U_n = 2E_C$, deşi, în regim dinamic, tensiunea la bornele sale variază cu puţin în jurul valorii E_C. Această recomandare vizează atît protejarea condensatorului la tensiuni de străpungere, cît mai ales protejarea bobinei difuzorului (R_L). Dacă de exemplu în schema din figura 4.28, a se produce străpungerea tranzistorului T_1, atunci la bornele condensatorului C se aplică tensiunea $+2E_C$ care ar putea străpunge condensatorul şi ca rezultat, rezistenţa R_L de mică valoare devine conectată la tensiunea $+2E_C$,iar curentul absorbit de aceasta devine exagerat de mare distrugînd cu siguranţă bobina difuzorului.

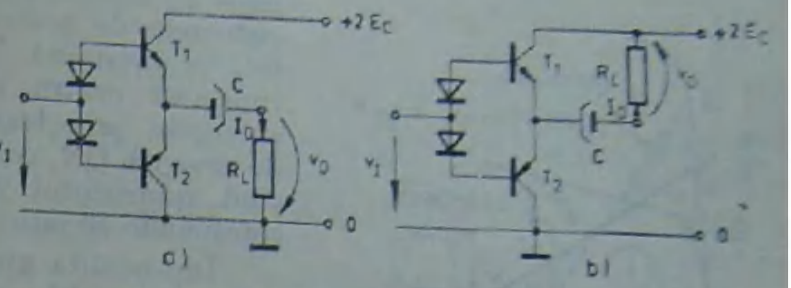


Fig. 4.29. Variante de etaje de ieşire în contratimp în clasă B: a — sarcina conectată la masă; b — sarcina conectată la borna pozitivă a sursei de alimentare.

Variante ale schemei din figura 4.28 sînt date în figura 4.29, obţinute prin schimbarea ordinii de conectare a dipolului serie R_L, C. Schema din figura 4.29, a are sarcina conectată „la borna rece" (la masă) iar schema din figura 4.29, b are sarcina conectată la „borna caldă" (la tensiunea $+2E_C$).

4.4. *ETAJE DE COMANDĂ*

Etajul de comandă ("driver", pilot) precede etajul de ieşire şi are rolul de a amplifica tensiunea de frecvenţă audio la nivele suficient de mari pentru a putea comanda etajul de ieşire. Cea mai potrivită soluţie pentru etajul de comandă o constituie etajul de amplificare cu emitor comun funcţionînd în clasa A. Acest etaj are atît o amplificare în tensiune cît şi o amplificare în curent.

În figura 4.30 se prezintă conexiunea etajului de comandă pentru etajul de ieşire în clasă B cu simetrie complementară. Tranzistorul etajului de comandă T_C este alimentat de la sursa $+2E_C$ prin intermediul rezistenţei R_C şi a grupului de diode D_1, şi D_2 care în paralel cu joncţiunile bază emitor ale tranzistoarelor T_1 şi T_2 realizează prin acestea din urmă un curent de prepolarizare în repaos.

În regim static potenţialul punctului A este E_C şi trebuie să fie egal cu potenţialul colectorului tranzistorului de comandă T_C. Rezultă valoarea curentului static prin acest tranzistor fiind dată de relaţia $I_0 = E_C/R_C$. În planul caracteristicilor $I_C = f(v_{CE})$ a tranzistorului de comandă (fig. 4.31) este figurat punctul static Q de coordonate E_C şi E_C/R_C, unde R_C este rezistenţa sa de colector.

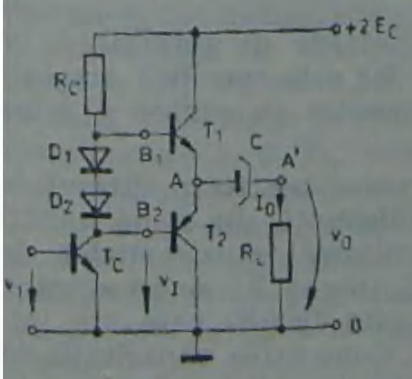


Fig. 4.30. Comanda etajului de ieşire în clasă B cu simetrie complementară.

În regim static, cînd etajul de comandă nu ar injecta curenţi în bazele B_1 şi B_2 ale tranzistoarelor de ieşire, punctul de funcţionare se deplasează pe caracteristica statică cu panta $\operatorname{tg} \alpha = R_C$, între limitele S şi T putînd produce o tensiune de comandă maximă (vîrf la vîrf) cu puţin mai mică decît $2E_C$.

În regim dinamic, punctul de funcţionare Q se deplasează între punctele M şi N pe dreapta de sarcină dinamică, panta dreptei dinamice fiind dată de relaţia aproximativă

$$\operatorname{tg} \beta = R_{ac} = R_C \| (h_{11} + h_{21} R_L) < R_C = R_g \quad (4.85)$$

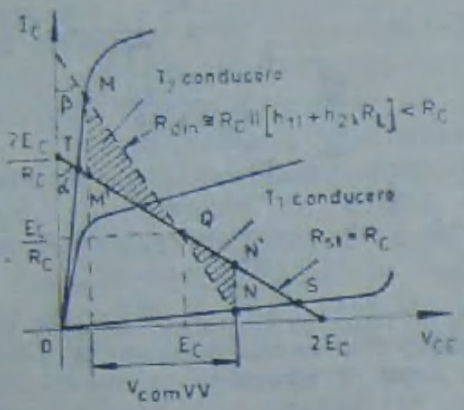


Fig. 4.31. Caracteristica $i_C = f(v_{CE})$ pentru tranzistorul T_C.

unde parametrii hibrizi h_{11} și h_{21} se referă la tranzistoarele de ieșire. Această rezistență dinamică este o constantă dacă parametrii h se presupun constanți pentru întreaga gamă de variație a curenților prin tranzistoarele T_1 și T_2. Porțiunea de dreaptă QN corespunde situației (alternanței) cînd tranzistorul T_1 conduce iar porțiunea QM corespunde situației cînd tranzistorul T_2 conduce.

Din analiza grafică a funcționării etajului de comandă rezultă următoarele aspecte:

— În regim dinamic, punctul de funcționare Q nu mai este plasat la jumătatea dreptei de sarcină MN. Deoarece se observă că segmentul QN (tranzistorul T_1 conduce) este mai mic decît QM (tranzistorul T_2 conduce) rezultă că factorul de utilizare a tensiunii sursei este mai mic la tranzistorul T_1 decît la tranzistorul T_2.

— Excursia tensiunii de comandă în regim dinamic este cu mult mai mică decît valoarea tensiunii de alimentare $2E_C$. În graficul din figura 4.31, tensiunea de comandă vîrf la vîrf $V_{com\ vv}$ poate lua valori cuprinse între abscisele punctelor M și N.

O ameliorare a situației descrise se poate realiza fie prin mărirea rezistenței echivalente $R_{ech} = h_{11} + h_{21} R_L$, fie prin micșorarea rezistenței R_C. Prima metodă este inaplicabilă în mod direct deoarece parametrii h și rezistanța R_L sînt impuse. Micșorarea rezistenței R_C conduce la creșterea disipației pe tranzistorul T_C și deci la înrăutățirea stabilității termice. Pentru rezistența R_C se recomandă valoarea minimă

$$R_C = \frac{E_C}{(5 \div 10) I_{Bmax}} \cong \frac{\beta E_C}{(5 \div 10) I_0} \tag{4.86}$$

unde I_{Bmax} este curentul maxim injectat de etajul de comandă în bazele B_1 sau B_2 iar β este cîștigul de curent al unui tranzistor de ieșire (sau al unui tranzistor echivalent Darlington).

Alimentarea etajului de comandă de la o sursă separată avînd o tensiune mai mare ca $2E_C$ constituie o altă metodă pentru mărirea plajei de variație a tensiunii de comandă. Una dintre cele mai utilizate metode de ameliorare superioară a funcționării etajului de comandă o constituie conexiunea *bootstrap* (cu urmărire de potențial).

Conexiunea bootstrap este utilizată în aproape toate etajele de amplificare în care se urmărește mărirea impedanței de intrare în etaj, dar este specifică amplificatoarelor audio de putere care de obicei lucrează ca repetoare pe emitor și debitează pe rezistențe de sarcină de valoare mică.

În figura 4.32 se prezintă un etaj de putere cu conexiune bootstrap. Etajul de comandă are rezistența de sarcină de regim static R_C alcătuită din două unități R_G și R_B care satisfac relația $R_C = R_G + R_B$. Între emitorul tranzistoarelor de ieșire (borna A) și punctul comun al rezistențelor R_G și R_B (borna F) se conectează condensatorul C_B (valoare tipică a capacității zeci sau sute de μF) care are impedanță neglijabilă în toată banda de frecvențe transmisă. Conectarea capacității de valoare mare între punctele A și F face ca potențialele *alternative* ale acestor puncte să fie aceleași iar conexiunea se numește *cu urmărire de potențial* (potențialul alternativ al punctului F urmărește potențialul alternativ al punctului A).

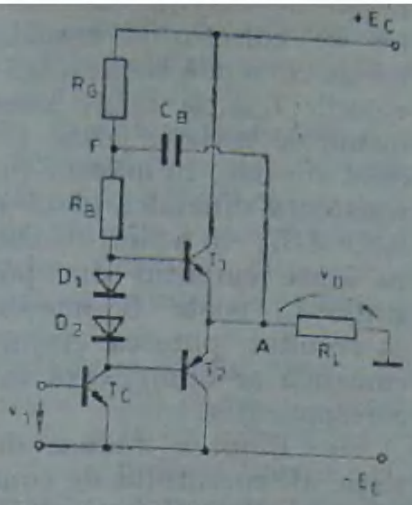


Fig. 4.32. Etaj de putere cu conexiune bootstrap.

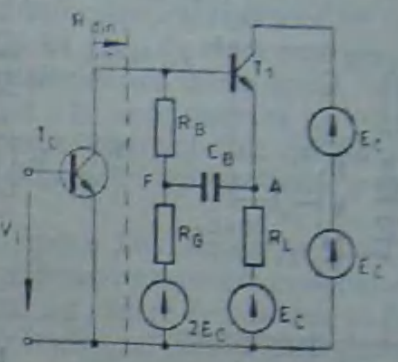


Fig. 4.33. Schemă echivalentă pentru configurația din figura 4.32 în cazul cînd tranzistorul T1 conduce.

În alternanța în care tranzistorul T_1 conduce se obține schema echivalentă din figura 4.33. Presupunînd neglijabilă reactanța condensatorului C_B în toată banda de recvență, rezistența dinamică pentru tranzistorul de comandă T_C are expresia:

$$R_{din} = \frac{h_{11}R_B}{R_B + h_{11}} + \left(1 + \frac{h_{21}R_B}{R_B + h_{11}}\right) \cdot \frac{R_G R_L}{R_G + R_L}, \qquad (4.87)$$

unde parametrii h se referă la tranzistorul de ieșire T_1. O expresie analoagă se obține și pentru alternanța în care conduce T_2.

Prin alegerea convenabilă a valorilor R_B și R_G, corelate cu factorul h_{21}, care la montajele Darlington poate avea valori de ordinul miilor (la dubleți) sau a zecilor de mii (la tripleți), se poate obține o rezistență dinamică R_{din} mult mai mare decît rezistența statică $R_C = R_B + R_G$.

În același timp, urmărirea de potențial este echivalentă cu alimentarea tranzistorului de comandă T_C de la o sursă de curent (ca și cum tensiunea de alimentare aparentă E'_C ar tinde spre infinit și rezistența statică aparentă din colector R'_C ar tinde spre infinit), avînd curentul practic constant $I_Q = E'_C/R'_C = E_C/R_C = E_C/(R_B + R_G)$.

În figura 4.34 se prezintă diagrama de funcționare a circuitului cu conexiune bootstrap din care se pot deduce avantajele nete ale acestei conexiuni față de situația clasică descrisă în diagrama din figura 4.31. Zonele haşurate corespund domeniului de funcționare a tranzistoarelor de ieșire T_1 și T_2. Dintre aceste avantaje se remarcă următoarele:

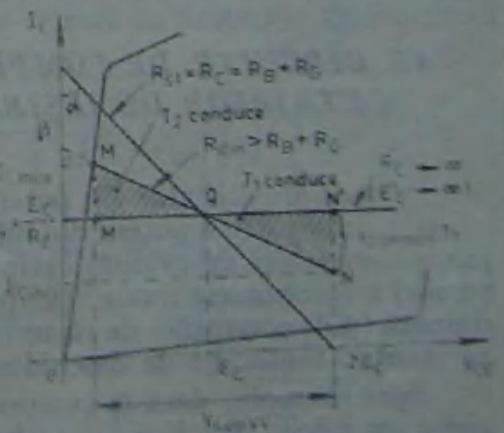


Fig. 4.34. Drepte de sarcină pentru etajul de putere cu conexiune bootstrap

— Crește coeficientul de utilizare a tensiunii sursei de alimentare, deoarece rezultă o tensiune de comandă maximă (vîrf la vîrf) $V_{Com\ vv}$ aproape egală cu $2E_C$ (tensiunea sursei duble).

— Curenții de comandă maximi ai celor două tranzistoare scad (datorită creșterii rezistenței dinamice echivalente R_{din}), astfel încît li-

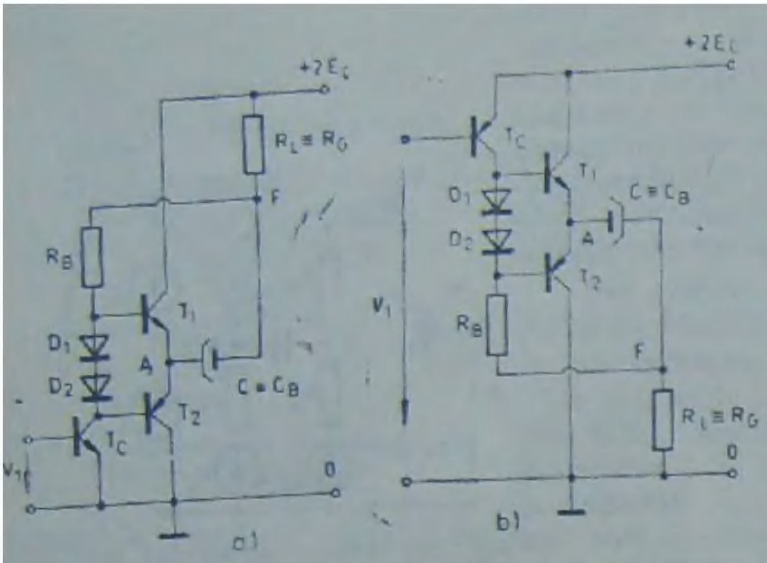


Fig. 4.35. Variante de etaje de putere cu conexiune bootstrap: a — sarcina la borna „caldă" a sursei; b — sarcina la borna „rece" a sursei.

mitele de variație ale curentului de colector al tranzistorului de comandă se plasează între valorile I_{Cmin} și I_{Cmax}. Acest domeniu de variație poate fi suficient de mic, în măsura în care rezistența dinamică (dată de relația 4.87) ia valori ridicate și ca atare curentul din punctul static I_Q poate fi micșorat și ca rezultat, puterea etajului de comandă se diminuează în mod corespunzător.

— Limitele reduse de variație ale curentului de comandă sînt echivalente funcționării tranzistorului T_C la semnal mic, ceea ce reduce simțitor distorsiunile neliniare în etajul de comandă.

Un singur dezavantaj (minor de altfel) este faptul că la frecvențe joase condensatorul C_B are o reactanță care nu poate fi neglijată și ca atare trebuie utilizate condensatoare electrolitice cu capacitate mare, care asigură o decuplare eficientă la frecvențe joase.

Pornind de la această idee, în figura 4.35 se prezintă două scheme de conexiune bootstrap, care reprezintă variante ale etajelor de ieșire descrise în figura 4.29, alimentarea fiind nesimetrică (de la o singură sursă de valoare $+2E_C$). Rezistența de sarcină R_L este chiar R_G iar condensatorul C de cuplaj al sarcinii este chiar C_B. Se observă că în ambele scheme există un curent continuu prin rezistența de sarcină R_L, necesar fixării curentului de punct static I_Q al tranzistorului T_C de comandă, dar acesta este foarte mic în comparație cu componenta de curent alternativ i_0.

Prima variantă de schemă corespunde situației cînd tranzistorul de comandă este de tip *npn* și sarcina este conectată la borna „caldă" a sursei (fig. 4.35, a). A doua variantă (fig. 4.35, b) corespunde situației cînd sarcina este conecatată la borna „rece" a sursei iar tranzistorul de comandă este de tip *pnp*.

4.5. *CIRCUITE DE COMPENSARE TERMICĂ ȘI DE PROTECȚIE ALE ETAJELOR DE IEȘIRE*

[illegible] amplificator de putere etajul de ieșire disipă pe elementele sale active [illegible] are parte a puterii din întregul circuit iar aceasta este cedată mediului înconjurător sub formă de căldură, prin intermediul radiatoarelor pe care se află (în contact termic) tranzistoarele finale. Temperatura joncțiunilor depinde foarte mult de puterea disipată (și de condițiile de răcire) iar odată cu modificările de temperatură se modifică substanțial tensiunile de deschidere V_{BE0} ale tranzistoarelor.

Spre exemplu, dacă la temperatura de 25°C tensiunea de deschidere a unui tranzistor cu siliciu este $V_{BE0\,25°C} = 650$ mV, și dacă variația acesteia cu temperatura este -2 mV/°C, valoare tipică pentru siliciu, rezultă că la temperatura de 100°C tensiunea de deschidere a aceluiași tranzistor este $V_{BE0\,100°C} = 650 - 2 \cdot 100 = 450$ mV.

Diodele de polarizare din componența etajelor de ieșire au și rolul de a *compensa termic* tensiunile de deschidere ale tanzistoarelor de ieșire cu scopul de a menține curentul de polarizare la o valoare suficient de mică și practic constantă față de variațiile de temperatură.

În cazul tranzistoarelor cu germaniu se preferă compensarea termică cu un termistor (plasat tot pe radiatorul tranzistoarelor de ieșire) și un grup de rezistențe (fig. 4.36) calculate astfel încît să se realizeze compensarea satisfăcătoare într-o gamă acceptabilă de variație a temperaturii. Nu se preferă în acest caz compensarea cu diode cu germaniu, deoarece la aceste diode tensiunea la borne este puternic influențată de valoarea curentului de polarizare a tranzistorului de comandă care străbate grupul de diode.

Cînd în etajul de ieșire se folosesc tranzistoare compuse Darlington (vezi de exemplu figura 4.23) numărul diodelor de polarizare și compensare termică conectate între bazele B_1 și B_2 ale celor două tranzistoare echivalente este mare și ca atare în practică se recomandă utilizarea „diodei multiplicate". Tranzistorul avînd conexiunea din figura 4.37 se numește diodă multiplicată, deoarece tensiunea colector-emitor dată de relația

$$V_{CE} = (1 + R_2/R_1)\, V_{BE} \qquad (4.88)$$

este un multiplu întreg sau fracționar al tensiunii bază-emitor al aceluiași tranzistor. Bornele B_1 și B_2 se conectează în continuare la bazele B_1 și B_2 ale tranzistoarelor de ieșire T_1 și T_2.

Dacă unul din elementele schemei este reglabil (R_1 în figura 4.37, a sau R_0 în figura 4.37, b) se poate obține un factor de multiplicare reglabil dar întotdeauna supraunitar. Tranzistorul T se cuplează termic pe același radiator cu tranzistoarele de ieșire pentru a realiza compensarea termică dorită.

Trebuie specificat faptul că aceste dispozitive realizează compensarea termică numai în regimuri de lucru staționare cînd temperatura joncțiunilor este constantă. În regimuri tranzistorii, datorită constantelor de timp termice mari, dispozitivele descrise nu pot urmări întocmai variațiile rapide de temperatură ale joncțiunilor tranzistoarelor de ieșire; din acest motiv în amplificatoarele foarte pretențioase se apelează la scheme electronice de compensare mult mai complicate.

Protecția tranzistoarelor din etajul de ieșire împotriva scurtcircuitelor la bornele sarcinii sau a suprasarcinilor accidentale se realizează de obicei prin sesizarea căderii de tensiune la bornele unei rezistențe plasate în emitorul tranzistoarelor și aplicarea acesteia unui dispozitiv cu prag care comandă fie deconectarea electronică a sursei de alimentare, fie limitarea curentului de comandă a tranzistoarelor de ieșire. Protecția prin siguranțe fuzibile este lentă și ca se folosește numai ca protecție suplimentară pentru întregul amplificator în ansamblu.

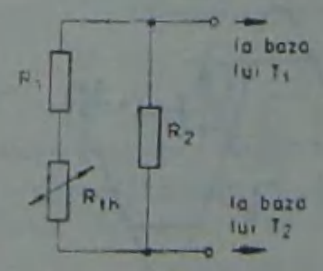


Fig. 4.36. Circuit de compensare termică cu termistor.

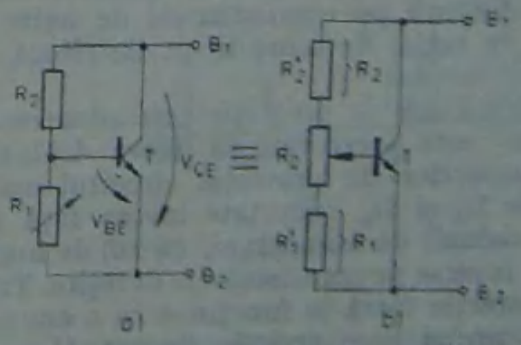


Fig. 4.37. Conexiunea tip diodă-multiplicată: a — cu tensiune de ieșire fixă; b — cu tensiune reglabilă

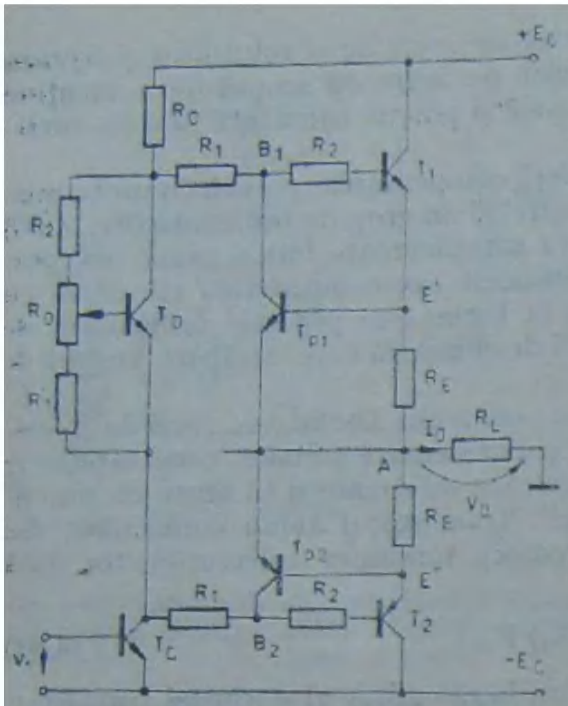


Fig. 4.38. Etaj de ieşire cu protecţie prin limitarea curentului.

Un circuit de protecţie pentru limitarea curentului în tranzistoarele de ieşire este prezentat în figura 4.38. În această figură apar tranzistoarele de ieşire T_1 şi T_2 cărora li se aplică protecţia cu ajutorul tranzistoarelor T_{p1} şi T_{p2}. Se mai pot observa tranzistorul de comandă T_C şi tranzistorul tip diodă multiplicată T_D. Protecţia acţionează astfel:

La curenţi mici de sarcină, care străbat rezistenţele de emitor R_E, căderile de tensiune pe acestea sînt mici, sub valoarea critică de 0,65 V, astfel că tranzistoarele T_{p1} şi T_{p2} sînt blocate; la curenţi de sarcină mari, căderea de tensiune la bornele rezistenţelor R_E depăşeşte valoarea 0,65 V, tranzistoarele T_{p1} şi T_{p2} intră în conducţie şi deturnează prin ele curenţii de comandă a tranzistoarelor de ieşire T_1 şi T_2 care în mod normal circulau prin rezistenţele R_2.

În figura 4.39 este arătată forma de undă a curentului de sarcină i_O în cazul cînd acţionează protecţia prin limitare. Cu linie întreruptă s-a reprezentat curentul care ar fi dacă nu ar exista protecţia. Valoarea curentului limitat este dată de expresia: $i_{Olim} = 0{,}65/R_E$. În mod uzual valorile tipice pentru rezistenţa R_E de emitor sînt sub 1Ω. Dacă de exemplu se cere limitarea curentului de sarcină la valoarea de vîrf de 2A, rezistenţele din emitor sînt $R_E = 0{,}65/2 \cong 0{,}33\ \Omega$.

Schema de protecţie prezentată mai sus este o schemă cu elemente fixe, calculată pentru un anumit curent de limitare fix.

În figura 4.40 sînt date două variante de scheme de protecţie care conţin elemente regrabile, putîndu-se astfel modifica din exterior valoarea curentului la care să intre în acţiune protecţia. La prima variantă (fig. 4.40, a), prin intermediul potenţiometrelor R_3 conectate în paralel cu rezistenţele de emitor R_E, pe joncţiunea bază-emitor a tranzistoarelor de protecţie T_{p1} şi T_{p2} se aplică o tensiune mai mică decît căderea de tensiune $R_E i_O$, ceea ce înseamnă că protecţia acţionează la curenţi de sarcină mai mari (dar reglabili) decît în cazul schemei din figura 4.38. Schema din figura 4.40, b funcţionează în acelaşi mod, deoarece dipolul R_0, R_3 prin intermediul căruia se reglează curentul de limitare este conectat tot în paralel cu rezistenţa de emitor R_E.

Reţelele de protecţie cu limitarea curentului de ieşire, nu limitează însă şi puterea disipată pe tranzistoarele de ieşire care poate creşte în regim de scurtcircuit de cîteva ori faţă de regimul normal.

O schemă de protecţie „cu aducerea curentului la zero" este prezentată în figura 4.41, a. În afara tranzistoarelor de protecţie circuitul mai conţine şi diodele D_1 şi D_2, conectate invers faţă de polaritatea tensiunii de alimentare, cu rol de limitare a tensiunii inverse pe tranzistoarele de ieşire. Tranzistoarele de protecţie intră în funcţiune la o anumită valoare a curentului care trebuie limitat (I_{Olim}), acţionînd fiecare independent la cîte o alternanţă. Forma de undă a curentului rezultat pentru ambele tranzis-

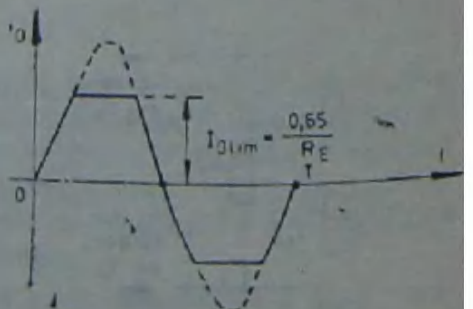


Fig. 4.39. Cronograma curentului de ieşire din figura 4.38 în cazul cînd acţionează protecţia.

toare este prezentată în figura 4.41, b. Cu linie întreruptă este dată forma curentului pentru cazul cînd protecția nu acționează. Este evident că puterea disipată de tranzistoarele de ieșire este mai mică chiar decît în regim normal de funcționare. Din acest punct de vedere protecția „prin aducerea curentului la zero" este foarte avantajoasă și de aceea este foarte des întîlnită în construcția amplificatoarelor de putere.

O schemă de *protecție termică* a tranzistoarelor de ieșire este prezentată în figura 4.42, în care se vede numai detaliul privitor la tranzistorul T_1. Prin intermediul grupului de stabilizare a tensiunii format din tranzistorul T_4, dioda Zener DZ și rezistențele R_1, R_3, R_6, joncțiunea bază-emitor a tranzistorului de protecție T_3 este alimentată la o tensiune constantă, independentă de temperatură, de circa 450 mV (tranzistoarele de Si).

La temperatura ambiantă de 25°C tranzistorul T_3 avînd tensiunea de deschidere de 650 mV este blocat și ca atare tranzistorul de ieșire T_1 este alimentat normal în baza sa prin rezistența R_2. Tranzistorul T_3 se află pe același radiator cu T_1 urmărind simultan variațiile de temperatură fie ale mediului ambiant, fie ale radiatorului. Cînd temperatura tranzistorului T_3 depășește 100°C tensiunea sa de deschidere atinge valoarea de prag $V_{BE0} = 650 + (-2\ \text{mV/°C}) \cdot 100 = 450\ \text{mV}$. În

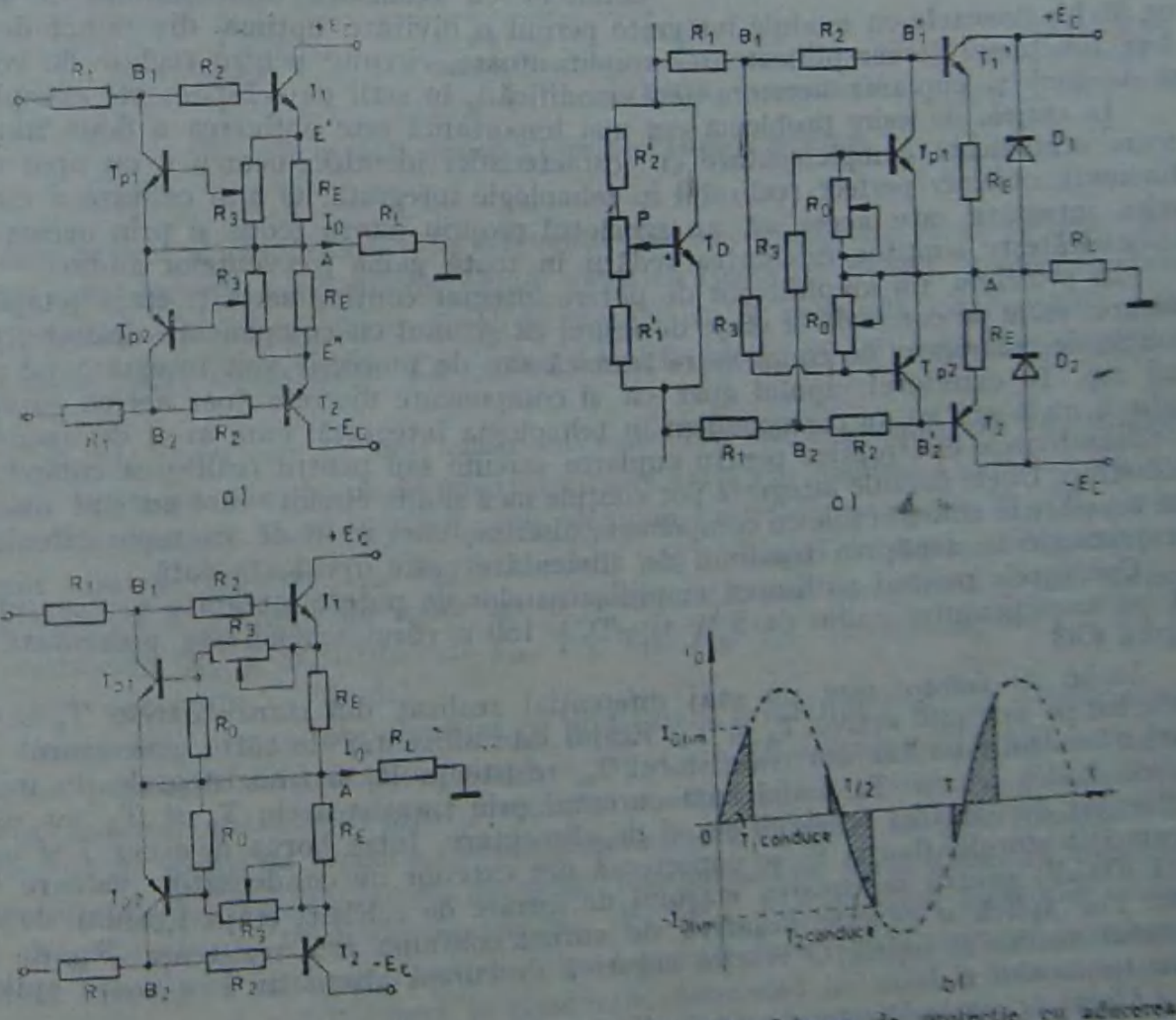


Fig. 4.41. Schema de protecție cu aducerea curentului la zero: a — configurația circuitului; b — cronograma curentului de ieșire.

Fig. 4.40. Circuite de protecție cu limitarea curentului, reglabile.

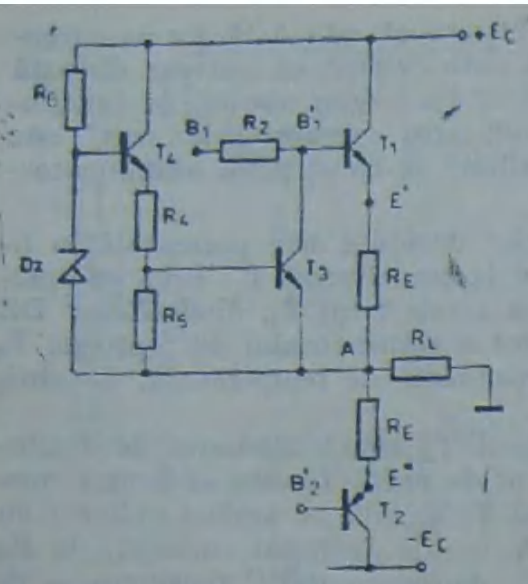


Fig. 4.42. Schemă de protecție termică.

acest moment el intră în conducție, deturnînd la masă curentul de bază al tranzistorului de ieșire T_1 și prin aceasta limitînd disipația termică.

4.6. *AMPLIFICATOARE DE PUTERE INTEGRATE*

Tehnologia de fabricație a amplificatoarelor de putere audio s-a dezvoltat mult în ultimul deceniu, astfel încît se pot procura fără dificultate și la un preț de cost acceptabil amplificatoare de putere integrate în gama de la 1 W pînă la 200 W putere de ieșire. Tehnica integrată îmbunătățește substanțial parametrii circuitului, ridică fiabilitatea și calitatea sa, concomitent cu reducerea dimensiunilor de gabarit. Echipamentele cu module integrate permit o divizare optimă din punct de vedere funcțional (preamplificatoare, amplificatoare, circuite pentru reglaje de volum și de ton) și cuplarea acestora fără modificări, în serii de echipamente complexe.

În etajele de ieșire problema cea mai importantă este obținerea a două tranzistoare echivalente complementare cu caracteristici identice (pentru a nu apar edistorsiuni), obiectiv perfect realizabil în tehnologie integrată. O altă calitate a circuitelor integrate este aceea că au zgomotul propriu intern redus și prin aceasta se îmbunătățește simțitor fidelitatea redării în toată gama frecvențelor audio.

În principiu, un amplificator de putere integrat conține aceleași etaje (etaje de intrare, etaje de comandă și etaje de ieșire) ca și unul cu componente discrete. Circuitele de polarizare, de compensare termică sau de protecție sînt integrate pe același cip. În exteriorul cipului apar ca și componente discrete doar acelea care au gabarit mare sau nu au corespondent în tehnologia integrată, cum ar fi de exemplu condensatoarele electrolitice pentru cuplarea sarcinii sau pentru realizarea conexiunii bootstrap. Unele module integrate pot conține încă și alte circuite care nu sînt neapărat necesare în construcțiile cu componente discrete, cum ar fi de exemplu circuitele de protecție la depășirea tensiunii de alimentare peste o valoare dată.

Conceptele privind realizarea amplificatoarelor de putere integrate se exemplifică pe amplificatorul audio de 5 W tip TCA 150 a cărui schemă este prezentată în figura 4.43.

Etajul de intrare este un etaj diferențial realizat din tranzistoarele T_2 și T_3 debitînd pe sarcinile active T_4 și T_5. Etajul este alimentat de către generatorul de curent constant format din tranzistorul T_6, rezistența R_1 și tranzistoarele (în montaj de diodă) T_7 și T_8, astfel încît curentul prin tranzistoarele T_2 și T_3 nu este influențat de valoarea tensiunii sursei de alimentare. Între borna de acces 7 și masa amplificatorului (borna 9) se conectează din exterior un condensator (valoare tipică 100 μF) pentru decuplarea etajului de intrare de celelalte etaje. Etajului de intrare i se aplică o reacție negativă de curent continuu prin rezistența R_{10} de la punctul median al ieșirii. O reacție negativă de curent alternativ i se poate aplica prin terminalul 6.

Etajul de comandă este constituit din tranzistorul T_{14} atacat de tranzistorul T_{13} care primește tensiunea de la colectorul tranzistorului T_4. Etajul lucrează în clasă A, avînd ca sarcină statică rezistența din colectorul său R_8. Se prevede o bornă

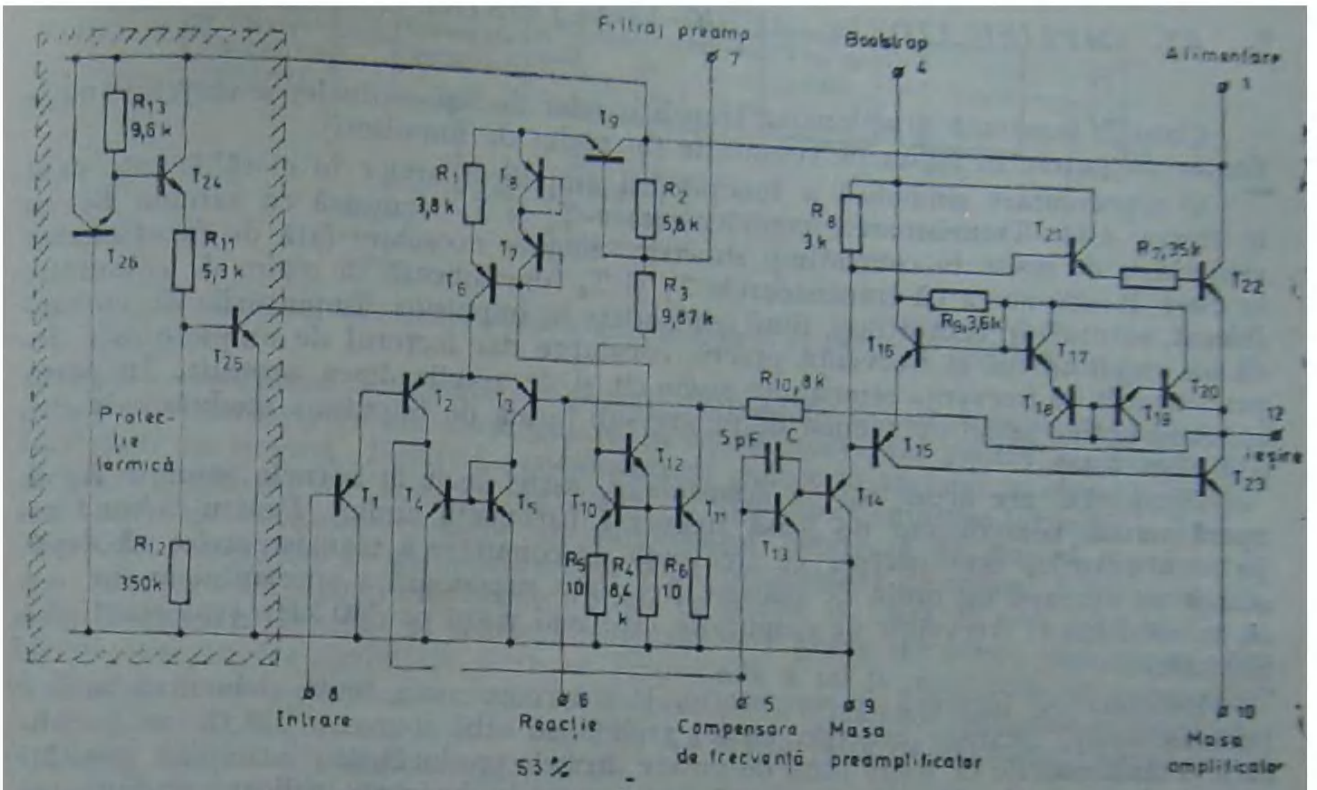


Fig. 4.43. Configuraţia circuitului integrat TCA 150.

de acces 5 pentru compensarea de frecvenţă (între terminalele 5 şi 12 se conectează din exterior un condensator avînd valoarea tipică de 68 pF). Realizarea unei reacţii pozitive bootstrap între etajul de ieşire şi cel de comandă este posibilă prin conectarea unui condensator C_B (valoare tipică peste 100 μF) între terminalele 4 şi 12.

Etajul de ieşire este un etaj clasic cu simetrie cvasicomplementară funcţionînd în clasă B, cu un mic curent de polarizare (spre clasa AB) pentru a diminua distorsiunile de trecere. Dubleţii Darlington sînt constituiţi din perechile T_{21}, T_{22} (echivalent npn) şi respectiv T_{15}, T_{23} (echivalent pnp). Grupul de polarizare şi compensare termică a etajului de ieşire are o configuraţie mai complicată şi este format din rezistenţa R_9 şi tranzistoarele T_{16}, T_{17}, T_{18}, T_{19}, T_{20} (tranzistoarele T_{17}, T_{18} şi T_{19} sînt conectate ca diode).

Etajul de ieşire nu este prevăzut cu protecţie la scurtcircuit sau la suprasarcină. Singura protecţie existentă, înglobată în cipul amplificatorului TCA 150 este *protecţia termică*, prevăzută prin proiectare a acţiona la temperatura $t_j = +150$ °C. Circuitul de protecţie termică (partea haşurată din figura 4.43) este constituit din tranzistoarele T_{24}, T_{25}, T_{26} (acesta din urmă funcţionează ca diodă Zener cu tensiunea de prag de circa 7 V) şi rezistenţele R_{11}, R_{12}, R_{13}. Funcţionarea protecţiei termice a fost descrisă în paragraful anterior. Dacă temperatura cipului atinge temperatura de 150 °C, tranzistorul T_{25} intră în conducţie, deturnînd la masă curentul generatorului de curent T_6, iar ca rezultat etajul amplificator diferenţial de intrare se blochează.

Clasa D înseamnă funcționarea tranzistoarelor de ieșire (finale) a etajului amplificator de putere în regim de comutație (în regim de impulsuri).

O reprezentare simbolică a funcționării amplificatoarelor în clasă D este dată în figura 4.44. Tranzistoarele complementare T_1 și T_2 formează cu sarcina R_L un etaj clasic de ieșire în contratimp simetric. Singura deosebire față de funcționarea în clasă B este aceea că tranzistoarele T_1 și T_2 funcționează în regim de comutație (blocat, saturat) în contratimp, fiind comandate în impulsuri. Impulsurile de comandă au amplitudinea și frecvența practic constante dar factorul de umplere este dependent atît de frecvența semnalului audio cît și de amplitudinea acestuia. În punctul A se obține astfel un semnal de putere sub formă de impulsuri modulate în durată (fig. 4.44).

Filtrul LC are acum rol de *demodulator*, astfel încît la bornele sarcinii R_L să apară numai componenta de joasă frecvență (frecvența audio). Pentru o bună rejecție a filtrului este necesar ca frecvența de comutare a tranzistoarelor să depășească cu aproape un ordin de mărime frecvența superioară a spectrului audio, așa că în mod uzual frecvența de comutație este mai mare ca 100 kHz (valoare tipică 500 kHz).

Deoarece se lucrează în comutație, la frecvențe mari, toate elementele active (tranzistoarele, inclusiv cele de ieșire) trebuie să aibă frecvența de tăiere f_α ridicată. Tranzistoarele de ieșire fiind de putere, firmele producătoare întîmpină greutăți în realizarea acestor dispozitive care să funcționeze la frecvențe ridicate și din acest motiv tranzistoarele de putere și de frecvență ridicată sînt mai scumpe și mai greu de procurat. Rezultate remarcabile se obțin prin utilizarea în etajele de ieșire a tranzistoarelor cu efect de cîmp care pot lucra la frecvențe ce depășesc în mod curent 10 MHz.

Un alt subcircuit care ridică prețul de cost al amplificatoarelor de putere în clasă D este convertorul analog-numeric, deaorece semnalul analogic de frecvență audio trebuie convertit mai întîi în semnal numeric sub forma unor impulsuri modulate în durată, care amplificate în etajul de comandă acționează apoi asupra etajului de ieșire.

Față de aceste inconveniente, construcția amplificatoarelor de putere în clasa D este totuși avantajoasă prin faptul că se obțin randamente ridicate care în mod curent depășesc 90%.

Randamentul unui etaj de ieșire în clasa D este influențat în mod substanțial de valoarea rezistenței tranzistorului aflat în starea de conducție directă și se poate determina cu relația:

$$\eta = \frac{R_L}{R_L + R_D} \qquad (4.89)$$

unde R_L este rezistența de sarcină (difuzorul) iar R_D este rezistența tranzistorului T_1 în stare de conducție directă. Pe măsură ce rezistența R_D se micșorează (R_D tinde către zero) randamentul etajului crește (tinde către 100%). Conectarea a cîte două tranzistoare identice în paralel în etajul de ieșire micșorează R_D la jumătate, si-

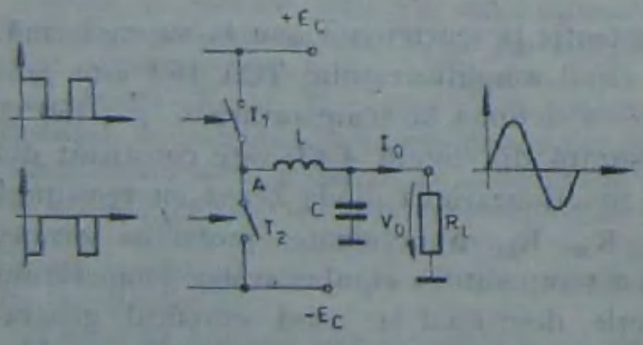


Fig. 4.44. Schema de principiu a etajului de ieșire în clasă D.

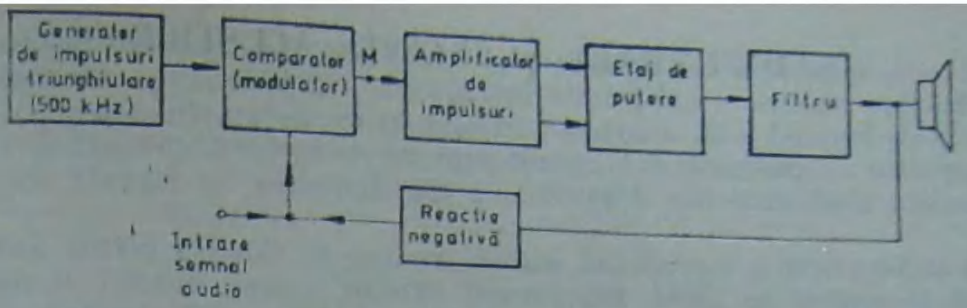


Fig. 4.45. Schema bloc a amplificatorului de putere în clasă D.

multan cu scăderea la jumătate a puterii disipate pe fiecare tranzistor. Astfel pot fi folosite tranzistoare de mică putere (și înaltă frecvență) pentru a comanda puteri mari în sarcină. Datorită randamentului ridicat al etajului în clasa D, randamentul comercial al schemei η_C poate atinge valori cuprinse între 10 și 15; cu alte cuvinte, dacă de exemplu un amplificator debitează pe sarcină o putere de 10—15 W, etajul său de ieșire poate avea două tranzistoare de numai 1 W fiecare (!).

Schema bloc a unui amplificator audio de putere în clasa D este dată în figura 4.45. Elementul esențial al schemei (singurul care poate introduce distorsiuni) este blocul comparator-modulator care se recomandă a nu fi constituit din componente discrete fiind necesar un comparator de precizie în tehnologie integrată (de exemplu din familia CLB 2711 sau familia βM 339). Ca și generator de impulsuri triunghiulare se poate utiliza circuitul integrat 8038.

Subliniem faptul că în etajele de amplificare tranzistoarele (inclusiv cele de ieșire) nu introduc distorsiuni neliniare întrucît lucrează în regim de comutație și nu are importanță forma caracteristicilor de lucru ale acestora.

În figura 4.46 este prezentată modulația în durată a impulsurilor. La cele două borne de intrare ale comparatorului se aplică semnalul audio și respectiv semnalul triunghiular de frecvență ridicată (fig. 4.46, a). Cu cît frecvența semnalului triunghiular este mai mare, cu atît sînt mai mici erorile de modulație. Semnalul care se obține la ieșire (punctul M din figurile 4.45 și 4.46, a) este în starea ① cînd tensiunea audio este mai mare decît tensiunea generatorului triunghiular și comută în starea ② în caz contrar. Diagrama de modulație este dată în figura 4.46, b.

Blocul de amplificare în impulsuri este un amplificator clasic cu tranzistoare de mică putere și înaltă frecvență. Etajul de putere este un etaj în contratimp cu simetrie complementară sau cvasicomplementară iar tranzistoarele de (mediie putere) sînt de comutație. Filtrul de la ieșire este de tip LC, ca în figura 4.44. Amplificatorul de putere în clasă D trebuie echipat ca și celelalte amplificatoare de putere cu circuite anexe (protecție la scurtcircuit și la suprasarcină și/sau protecție termică).

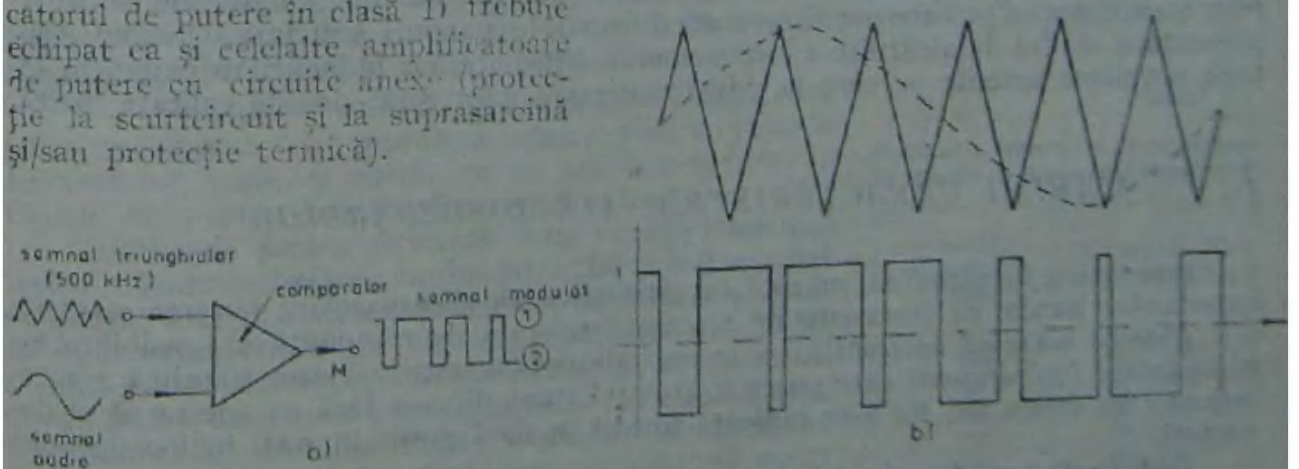


Fig. 4.46. Principiul modulației în durată.

5. DIFUZOARE ȘI INCINTE ACUSTICE

La intrarea unui sistem muzical se aplică un semnal neelectric (presiune sonoră, deplasare mecanică, cîmp magnetic), care este transformat într-o tensiune electrică de către traductorul de intrare (microfon, doză de picup, cap magnetic). După ce este prelucrată și amplificată în amplificatorul de audiofrecvență, tensiunea electrică este transformată în presiune sonoră de către traductoarele de ieșire: difuzoare sau căști.

Difuzoarele sînt traductoare electroacustice, care transformă tensiunea electrică alternativă în presiune sonoră și radiază unde acustice în mediul înconjurător. Ele realizează deci funcția inversă microfoanelor. Dintr-un alt punct de vedere difuzoarele pot fi privite ca motoare electrice, deoarece transformă tensiunea electrică într-o deplasare mecanică (mișcarea membranei difuzorului).

Difuzoarele pot fi realizate după diferite principii de funcționare. Dintre toate s-a impus însă numai difuzorul electrodinamic, în special cel permanent dinamic. El seamănă constructiv cu microfonul dinamic (microfonul cu bobină mobilă), a cărui schiță este dată în figura 2.2. Dacă se aplică o tensiune electrică alternativă bobinei mobile aflată în cîmpul unui magnet permanent, se nasc forțe care imprimă o mișcare de du-te-vino bobinei și membranei solidare cu ea. Membrana generează astfel unde sonore, care se propagă în mediul înconjurător.

În realitate mișcarea executată de membrană depinde esențial de frecvența tensiunii aplicate și poate fi extrem de complicată. În timp ce la frecvențe joase membrana oscilează uniform pe toată întinderea ei, la frecvențe înalte apar mai multe oscilații parțiale.

În capitolul de față prezentăm caracteristicile electroacustice mai importante ale difuzoarelor, după care dăm unele indicații referitoare la alegerea și utilizarea corectă a lor. În continuare descriem cîteva principii de funcționare ale difuzoarelor și suporturile pe care pot fi montate difuzoarele (panouri și incinte acustice). Apoi prezentăm modul de alcătuire a sistemelor de difuzoare, iar în încheiere expunem cîteva probleme actuale pe care le ridică realizarea unor difuzoare de calitate înaltă.

5.1. *MĂRIMI CARACTERISTICE ALE DIFUZOARELOR*

Prezentăm următoarele mărimi caracteristice ale difuzoarelor: puterea maximă, impedanța, banda de frecvențe de trecere, frecvența de rezonanță și sensibilitatea.

Puterea maximă aplicabilă, cu semnal sinusoidal, este valoarea maximă a puterii aparente (voltamperi) care poate fi aplicată unui difuzor fără ca acesta să se deterioreze în vreun fel. Ea este indicată uneori în mod greșit în wați în loc de voltamperi.

Impedanța unui difuzor este impedanța bobinei sale mobile, măsurată la 1000 Hz.

Difuzoarele dinamice se construiesc de preferință cu impedanța $Z = 4\ \Omega$. Pentru determinarea aproximativă a impedanței unui difuzor care nu are indicată valoarea ei, se poate măsura cu un ohmmetru rezistența R a bobinei și $Z = 1{,}25\ R$.

Banda de frecvențe transmise reprezintă domeniul de frecvențe în care poate radia difuzorul, cu abateri ale caracteristicii de frecvență mai mici decît anumite valori impuse.

Ca orice sistem capabil să oscileze, fiecare difuzor are o *frecvență de rezonanță*. La difuzoarele folosite pentru redarea frecvențelor joase, ea trebuie să fie cît mai scăzută cu putință. Se consideră că frecvența de rezonanță este frecvența limită inferioară a benzii de frecvențe transmise. Sub această frecvență puterea radiată scade rapid.

Sensibilitatea unui difuzor este raportul dintre presiunea sonoră măsurată la distanța de 1 m și rădăcina pătrată a puterii (electrice) aparente aplicate difuzorului. Valoarea sensibilității dă indirect o indicație despre valoarea randamentului unui difuzor. Aceasta din urmă este cuprinsă de obicei între 1 și 10%.

5.2. *ALEGEREA ȘI UTILIZAREA DIFUZOARELOR*

Alegerea unui difuzor se face în primul rînd în funcție de puterea necesară pentru sonorizarea încăperii în care va fi folosit. Se consideră că aceasta este determinată de volumul încăperii, gradul de absorbție acustică al pereților, mobilierului și persoanelor din încăpere, zgomotul prezent în încăpere. Puterea necesară crește odată cu acești factori.

La alegerea difuzoarelor trebuie ținut seama și de frecvența lor de rezonanță. Ea poate fi măsurată cu ajutorul unui generator de audiofrecvență sau poate fi estimată — însă destul de imprecis — în funcție de diametrul difuzorului (tabelul 5.1).

Un alt criteriu de alegere a difuzoarelor îl constituie banda de frecvențe transmise. Deoarece pentru redarea corespunzătoare a frecvențelor joase și înalte din banda audio se impun condiții contradictorii, nu există un difuzor capabil să redea în întregime, în condiții bune, această bandă. Astfel, pentru redarea corectă a frecvențelor joase suprafața membranei trebuie să fie cît mai mare, iar pentru redarea frecvențelor înalte suprafața și masa membranei trebuie să fie cît mai mici. În prezent se folosesc două soluții:

a — construirea de difuzoare specializate pe domenii de frecvențe, cu performanțe foarte bune, dar numai în domeniul de frecvențe stabilit de producător (difuzoare pentru frecvențe joase, medii și înalte);

b — construirea unor difuzoare de bandă largă, care au o membrană cu suprafața mare, pentru redarea frecvențelor joase și medii, cu un mic con radiant în centrul ei, pentru redarea frecvențelor înalte.

Tabelul 5.1.

Estimarea frecvenței de rezonanță în funcție de diametrul difuzorului

Diametrul difuzorului (mm)	Frecvența de rezonanță (Hz)
200	45—150
250	40—100
300	30—80
380	25—55
450	20—40

Difuzoarele pentru frecvențe joase (woofer) au diametrul membranei mare, cuprins între 200 și 500 mm, iar diametrul bobinei mobile cuprins între 30 și 60 mm. Banda de frecvențe transmise este cuprinsă între 20—25 Hz și 1500—3000 Hz. Frecvența de rezonanță ar trebui să fie sub 20 Hz, dar este în general cuprinsă între 25—40 Hz. Impedanța lor are una dintre valorile standardizate de 4 ohmi, 8 ohmi și 15 ohmi. Puterea maximă poate atinge 100 VA.

Difuzoarele pentru frecvențe medii (squawker) au banda de frecvențe transmise de la 300 pînă la 5000 Hz. Diametrul membranei variază de la 100 la 200 mm, iar al bobinei mobile de la 20 la 30 mm. Frecvența de rezonanță se află între 300 și 500 Hz. Valorile standardizate ale impedanței sînt aceleași ca mai sus. Puterea maximă este cuprinsă între 5 și 50 VA. Aceste difuzoare se utilizează numai în incinte acustice închise. Pentru ușurarea montării, ele se livrează gata închise în incinte cu un volum propriu de circa 1 litru.

Difuzoarele pentru frecvențe înalte (tweeter) pot f cu:

— membrană pîlnie din celuloză presată, mase plastice sau metal,

— membrană calotă sferică din mase plastice sau material textil.

Cele cu membrană pîlnie au diametrul membranei cuprins între 50 și 100 mm, iar al bobinei mobile între 10 și 20 mm. Banda de frecvențe este cuprinsă între 2000 și 18000 Hz în cazul membranei din celuloză, respectiv 2000 și 20000 Hz în cazul membranei din mase plastice. Puterea maximă nu depășește 10 VA.

Difuzoarele cu membrană calotă sferică au diametrul calotei, egal cu diametrul bobinei mobile, cuprins între 20 și 50 mm. Banda de frecvențe transmise este cuprinsă între 20 și 20000 Hz. Puterea maximă poate atinge 50 VA.

Difuzoarele de bandă largă sînt difuzoare cu două membrane, una cu diametru mare pentru frecvențe joase și medii, și un con de hîrtie aplicat în interiorul ei, lipit direct pe suportul bobinei mobile, pentru frecvențe înalte. Difuzoarele de bandă largă sînt utilizate la echiparea radioreceptoarelor și televizoarelor. Ele pot fi folosite și în sistemele muzicale de amatori, la pretenții moderate, însă nu se folosesc în echipamentele de înaltă fidelitate. Banda de frecvențe transmise poate fi cuprinsă între 50 și 18000 Hz. Diametrul membranei are valori între 200 și 250 mm, iar al conului între 50 și 70 mm. Puterea maximă poate atinge 10 VA.

Conectarea difuzoarelor la ieșirea amplificatorului audio de putere trebuie făcută astfel încît să se asigure adaptarea atît din punctul de vedere al impedanțelor, cît și al puterii. În caz contrar pot apărea fenomene nedorite ca redări distorsionate, nivel prea scăzut al audiției și zgomote parazite produse de difuzorul suprasolicitat.

Adaptarea trebuie făcută și în cazul legării mai multor difuzoare la același amplificator (fie pentru mărirea puterii totale radiate, fie pentru redarea separată a diferitelor domenii de frecvență, caz în care se utilizează filtre de separare). În acest caz impedanța de sarcină este egală cu impedanța echivalentă a difuzoarelor care lucrează simultan (calculată după regula legării în paralel sau în serie a rezistențelor). Dacă există filtre de separare și acestea fac să funcționeze în fiecare domeniu de frecvențe un singur difuzor, impedanța de sarcină este egală, în fiecare domeniu de frecvențe, cu impedanța difuzorului activ în acel domeniu.

Dacă se conectează mai multe difuzoare la un amplificator, ele trebuie legate astfel încît să lucreze sinfazic, adică la un moment dat membranele lor să se deplaseze toate în același sens (fie spre exterior, fie spre interiorul difuzorului). În caz contrar cîmpurile sonore create de difuzoare diferite au faze opuse și se anulează parțial, conducînd la o scădere a nivelului sonor rezultant și chiar la produse de interferență supărătoare. Pentru determinarea polarității unui difuzor care nu are marcate bornele, se aplică la aceste borne o tensiune continuă de 1,5 pînă la 2 V (de exemplu tensiunea unei celule de baterie chimică) și se observă sensul în care se mișcă membrana în momentul aplicării tensiunii.

Costul ridicat al incintelor acustice cu difuzoare de înaltă fidelitate, în special al celor de putere mare, justifică pe deplin preocupările constructorilor amatori de a le echipa — atunci cînd producătorul nu a făcut-o — cu circuite suplimentare de protecție pentru cazurile accidentale de suprasolicitări periculoase (tensiuni de audiofrecvență prea mari aplicate la borne, respectiv curenți excesivi prin bobinele mobile ale difuzoarelor).

Există numeroase montaje electronice, mai mult sau mai puțin complicate, concepute pentru protecția amplificatorului audio de putere prin limitarea curentului absorbit de tranzistoarele finale. Astfel de circuite oferă implicit o protecție eficientă a difuzoarelor, dar prezintă dezavantajul că, făcînd parte integrată din amplificator, nu pot fi „scoase" și atașate boxelor pentru a le proteja pe acestea în cazul utilizării altor surse de semnal audio.

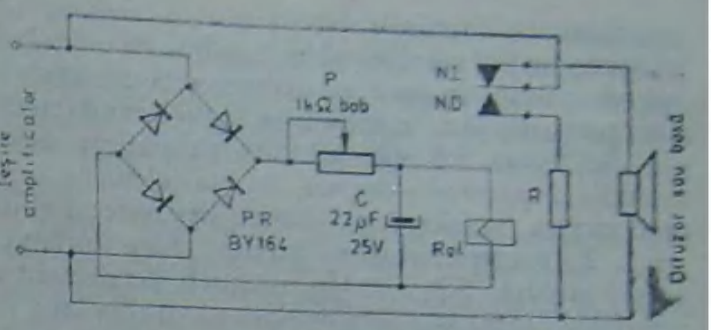


Fig. 5.1. Circuit pentru protecția la suprasarcină a difuzoarelor.

O soluție deosebit de simplă pentru protecția difuzoarelor în sine constă în intercalarea unor siguranțe fuzibile pe traseul semnalului audio. Ele se aleg cu un curent nominal $I = \sqrt{P_u/Z}$, unde I rezultă în amperi, P_u este puterea maximă suportată de difuzor (incintă) în voltamperi și Z este impedanța difuzorului în ohmi. Acest procedeu este destul de sigur pentru protecția difuzorului, mai ales dacă se folosesc siguranțe cu fuziune rapidă și bine calibrate, însă are inconvenientul de a pune în pericol etajul final al amplificatorului de putere, dacă acesta nu suportă regimul de mers în gol.

Figura 5.1 prezintă o altă metodă relativ simplă și foarte răspîndită de protejare a difuzoarelor la suprasarcină. Difuzorul este conectat la bornele de ieșire ale amplificatorului prin intermediul unei perechi de contacte normal-închise N.I. ale unui releu Rel. Comanda de anclanșare a releului este dată, cu prag reglabil prin potențiometrul P, tot de către tensiunea de audiofrecvență de la ieșirea amplificatorului. Aceasta este redresată de puntea P.R., filtrată de condensatorul C (după limitarea curentului cu potențiometrul P) și aplicată bobinei releului. Reglajul potențiometrului, care trebuie să fie bobinat pentru a suporta curentul absorbit de releu, se face în funcție de tipul releului și de pragul de putere la care trebuie să intre în funcțiune protecția.

În mod normal, cînd difuzorul este solicitat sub puterea lui maximă, releul se află în repaus, alimentînd difuzorul prin contactele N.I. La atingerea valorii de prag a puterii, releul anclanșează; contactele N.I. se deschid, difuzorul este deconectat din circuit și simultan ieșirea amplificatorului este conectată, prin contactele normal-deschise N.D. care se închid, la bornele unei rezistențe auxiliare de sarcină R. Valoarea ei se poate lua $R = 1{,}5\,Z$, dat fiind faptul că ea va juca rol de rezistență de sarcină pentru amplificator numai la tensiuni mai mari decît cele suportate de difuzor.

5.3. *PRINCIPII DE FUNCȚIONARE ALE DIFUZOARELOR*

Am menționat la începutul capitolului de față că difuzoarele sînt traductoare electroacustice care transformă tensiunea electrică alternativă în presiune sonoră și radiază unde acustice în mediul înconjurător. În funcție de principiul de transformare există multe categorii de difuzoare, dintre care amintim difuzoarele dinamice, electrostatice, magnetostatice, piezoelectrice și transformatoare ale mișcării aerului (*air-motion transformers* în limba engleză).

În funcție de modul în care sînt radiate undele acustice se disting două categorii: difuzoare cu radiație directă și cu cameră de compresie. La prima categorie

membrana vibratoare este cea care radiază „direct" undele acustice. La categoria a doua, între membrană și mediul înconjurător este montat un dispozitiv sub formă de pîlnie, în care se reduce viteza aerului dar se antrenează în vibrație mase mai mari de aer, mărindu-se astfel randamentul.

În figura 5.2 sînt schițate simplificat cele mai importante tipuri de difuzoare actuale. *Difuzorul dinamic* are ca element principal fie un magnet permanent (în care caz se numește *permanent dinamic*), fie un electromagnet *(difuzor electrodinamic)*. În prezent amatorii au de-a face aproape exclusiv cu difuzorul permanent dinamic (figura 5.2, a). Un magnet permanent creează un cîmp magnetic inelar, în interiorul căruia se poate deplasa axial o bobină mobilă, solidară cu membrana vibratoare. Ultima are în mod uzual forma unui perete conic, fixat elastic pe conturul bazei. La trecerea unui curent alternativ prin bobină, cîmpul magnetic creat de el interacționează cu cîmpul magnetic al magnetului permanent și bobina, împreună cu membrana, se mișcă alternativ spre interiorul și exteriorul carcasei. În funcție de calitatea realizării constructive, banda de frecvențe transmise este cuprinsă între 40 și 15000 Hz sau chiar mai mult, fiind posibilă obținerea unei caracteristici de frecvență foarte bune. Impedanța este mică, de 2—20 Ω. Puterea electrică aplicată variază de la zecimi de watt la zeci de waţi. Peste aceste puteri se folosesc difuzoarele electrodinamice.

În figura 5.2, b este prezentată construcția *difuzorului dinamic permanent cu pîlnie*. Avantajele lui principale sînt randamentul ridicat (20—40% față de 1—5%

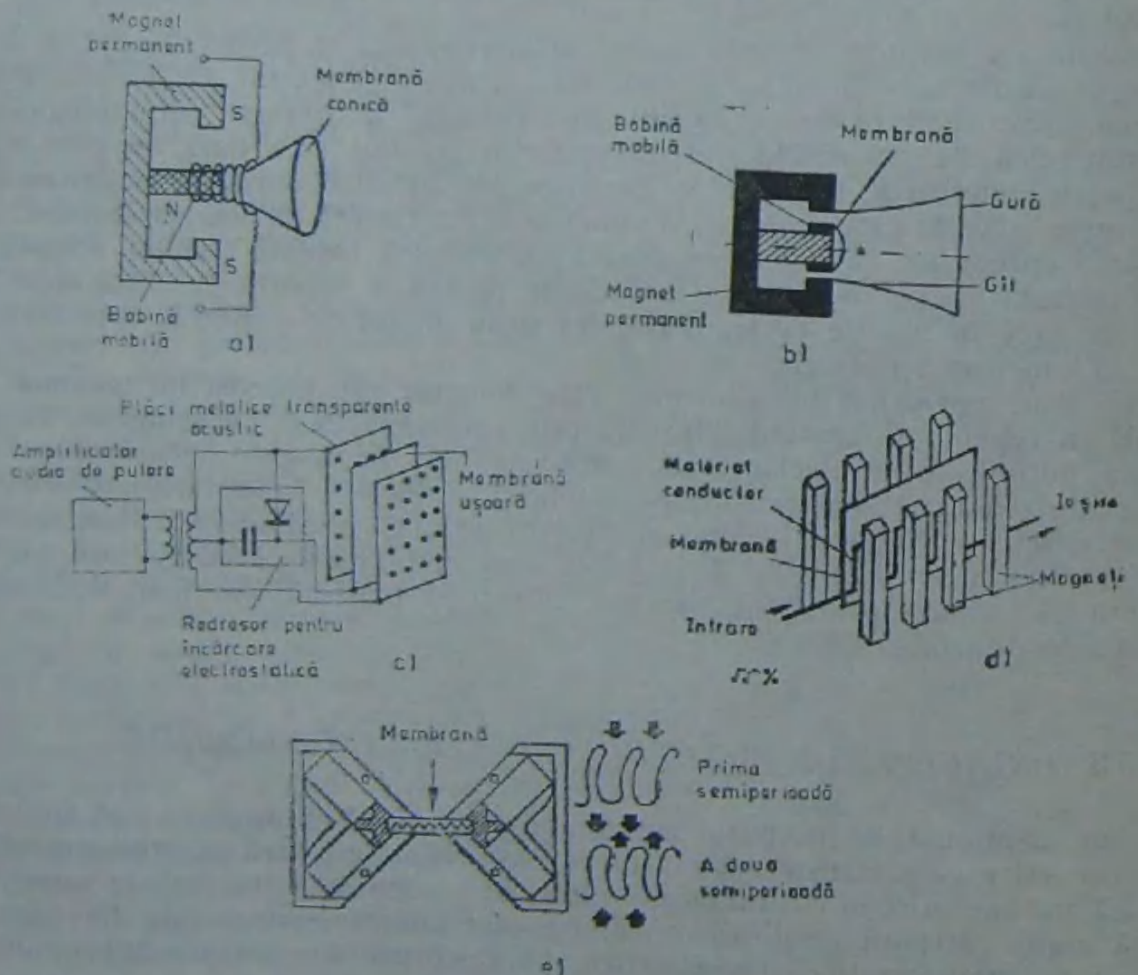


Fig. 5.2. Schițele simplificate ale celor mai importante tipuri de difuzoare actuale: a — dinamic sau cu bobină mobilă (difuzorul uzual cu membrană conică); b — cu pîlnie; c — electrostatic; d — magnetostatic; e — cu transformarea mișcării aerului.

la celelalte tipuri) și posibilitatea de a produce presiuni sonore enorme (90—100 dB). În schimb, banda de frecvențe transmise este mult mai mică, de la 400 la 4000 Hz. El se folosește pentru sonorizări în mediu exterior deschis, semiacoperit sau acoperit. Datorită benzii de frecvențe foarte înguste, el este destinat în special pentru redarea vorbirii. Aceleași caracteristici și utilizări le are și *difuzorul electrodinamic cu pîlnie*.

Difuzorul electrostatic are forma unui condensator plan cu trei armături (figura 5.2, c). Cele două plăci exterioare sînt transparente acustic și între ele se aplică tensiunea alternativă de audiofrecvență. Placa centrală este compactă și reprezintă membrana vibratoare. Ea este polarizată cu o tensiune continuă față de una dintre plăcile exterioare.

Difuzorul magnetostatic are o construcție oarecum asemănătoare (figura 5.2, d). Între două șiruri de magneți permanenți în formă de tije se află membrana, pe a cărei suprafață este aplicat un traseu din material conductor, prin care trece curentul de audiofrecvență.

Difuzorul electrostatic și cel magnetostatic se disting de regulă printr-o redare foarte curată a frecvențelor medii și chiar înalte. Această calitate este consecința faptului că forțele care pun în mișcare membrana se aplică pe întreaga ei suprafață.

În figura 5.2, e este schițată construcția și funcționarea *difuzorului cu transformarea mișcării aerului*. Calitatea sa principală constă în răspunsul tranzitoriu foarte bun în domeniul frecvențelor medii și înalte.

Difuzorul piezoelectric este format, ca și microfonul de același tip, dintr-un sistem piezoelectric și o membrană acustică. El favorizează frecvențele înalte, dar puterea este limitată superior de posibilitățile de deformare mecanică a elementului piezoelectric. Difuzorul piezoelectric se utilizează în special în sistemele acustice cu mai multe difuzoare, pentru ridicarea frecvențelor înalte.

Pe scurt, avantajele și dezavantajele diferitelor principii de transformare a unei tensiuni electrice alternative în presiune sonoră sînt următoarele.

Din punct de vedere pur teoretic, principiul electrostatic este probabil cel mai bun, deoarece se lucrează cu membrana cea mai ușoară și cea mai bine controlabilă, iar forțele motrice acționează asupra întregii ei suprafețe. În practică însă, difuzoarele electrostatice se dovedesc cele mai problematice dintre toate tipurile.

Difuzoarele dinamice pot fi produse în serii mari, cu o calitate bună și uniformă, și aceasta la un preț de cost relativ scăzut.

Difuzoarele magnetostatice reprezintă un compromis la jumătatea drumului între principiul dinamic și cel electrostatic. Dezavantajul lor constă în masa mai mare a membranei. În plus, este mai greu — și mult mai scump! — să se realizeze un cîmp magnetic uniform pe o suprafață mare și la o distanță destul de mare. În schimb difuzoarele magnetostatice sînt mai puțin sensibile la suprasarcină decît cele electrostatice. După unele păreri, pe măsură ce ultimele vor putea fi produse mai ieftin cu o calitate constantă, primele vor fi eliminate de pe piață din cauza costului lor ridicat.

Singurul avantaj al difuzoarelor cu pîlnie îl constituie randamentul lor ridicat. Ele modifică într-un mod specific coloritul sonor.

5.4. *PANOURI ȘI INCINTE ACUSTICE*

Dacă difuzorul funcționează liber în spațiul înconjurător, se observă că el redă într-o măsură insuficientă frecvențele joase. Faptul este datorit unei egalizări parțiale a presiunii în vecinătatea membranei, astfel încît undele acustice radiate sînt

slăbite ca intensitate. Fenomenul care se produce este schițat în figura 5.3, unde se presupune că membrana se deplasează în momentul considerat spre înainte (spre dreapta în figură). Prin această mișcare membrana mărește presiunea în fața ei și crează o depresiune în spatele ei, aerul deplasîndu-se în sensul săgeților. Suprapresiunea creată în față ar trebui să se propage spre dreapta, dar depresiunea creată în spate „suge" aerul din față, care tinde să ocolească marginile membranei trecînd din față spre spate (vezi figura). La inversarea polarității tensiunii aplicate difuzorului situația se inversează: se crează o suprapresiune în spatele membranei și o depresiune în fața ei.

Considerînd, de exemplu, fața membranei, constatăm că ea produce periodic zone alternative de suprapresiune și depresiune, aflate la o anumită distanță între ele. Pentru ca fenomenul egalizării (parțiale) a presiunii să aibă loc, este necesar ca distanța dintre o zonă de suprapresiune și depresiunea vecină să nu fie mai mică decît lungimea drumului de ocolire a membranei din fața spre spatele ei. Cu alte cuvinte, egalizarea are loc numai pentru frecvențele cărora le corespunde o lungime de undă minimă a sunetului în aer. Deoarece frecvența sunetului variază invers proporțional cu lungimea lui de undă, rezultă că egalizarea are loc numai pentru frecvențe mai mici decît o anumită valoare maximă; „scurtcircuitul acustic" apare deci numai la frecvențe suficient de joase și face ca ele să fie slab radiate.

Pentru evitarea egalizării presiunii ar trebui împiedicată comunicarea prin aer între fața și spatele membranei. Soluția constă în realizarea unui ecran acustic, care poate lua una dintre următoarele trei forme principale:

— panou acustic
— incintă acustică
— pîlnie acustică.

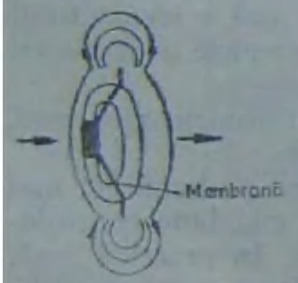


Fig. 5.3. Fenomenul egalizării presiunii între fața și spatele membranei unui difuzor.

Panoul acustic reprezintă soluția cea mai simplă din punct de vedere constructiv (figura 5.4). El are ca efect lungirea drumului dintre fața și spatele membranei, micșorînd astfel valoarea frecvenței sub care se produce egalizarea presiunii. Dacă panoul are formă pătrată cu latura a, din egalitatea $a = \lambda/2$ se obține frecvența limită inferioară care este încă bine redată

$$f_L = v_s/2a, \tag{5.1}$$

unde f_L = frecvența limită inferioară redată bine;
v_s = viteza sunetului în aer.

Pentru $a = 2{,}5$ m se obține $f_L \simeq 70$ Hz. Se constată că, dacă se dorește redarea frecvențelor de ordinul a 20 Hz, dimensiunile panoului devin prohibitive, cel puțin pentru o cameră obișnuită de locuit. Acesta este motivul principal pentru care se recurge la folosirea incintelor acustice.

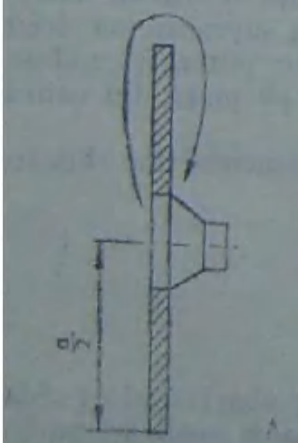


Fig. 5.4. Panou acustic.

Incintele acustice se realizează în următoarele variante: deschisă, închisă și antirezonantă (numită și bas-reflex). Incinta deschisă poate fi privită ca un panou avînd marginile îndoite spre înapoi (figura 5.5, a). Dimensiunile rămîn însă relativ mari; de aceea în camerele de locuit se folosesc în prezent alte incinte, dintre care cele mai răspîndite sînt incintele închise (figura 5.5, b). La aceste incinte este complet eliminată egalizarea presiunii, fiindcă pereții ei izolează complet spațiul din fața membranei de cel din spatele ei. Acum însă membrana trebuie să învingă rezistența pernei de aer din interiorul incintei, fapt care dăunează din nou în special frecvențelor

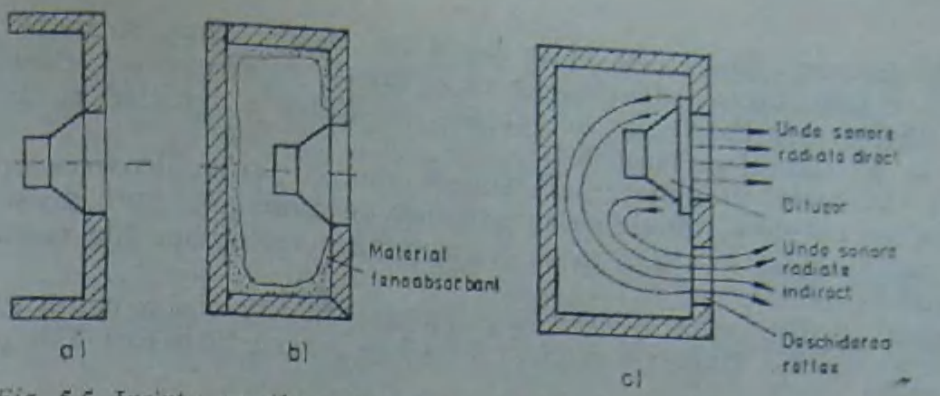


Fig. 5.5. Incinte acustice: a — deschisă; b — închisă; c — antirezonantă sau bas-reflex.

joase. De asemenea, randamentul difuzorului este mai mic. În plus la anumite frecvențe determinate de dimensiunile incintei se formează unde staționare, care determină maxime și minime ale intensității sonore, deci o redare neliniară. Pentru înlăturarea lor se căptușește interiorul incintei cu un material fonoabsorbant (vată, material spongios etc.). Amortizarea astfel introdusă conduce la o scădere suplimentară a randamentului. Avantajele principale ale incintelor închise sînt, în afara dimensiunilor reduse, simplitatea realizării constructive și buna reproductibilitate la scară industrială, consecință a faptului că nu necesită efectuarea unor reglaje speciale.

Incintele acustice antirezonante sau bas-reflex sînt incinte semiînchise. Față de incintele închise ele au o deschidere de dimensiuni relativ mici, practicată de regulă în panoul pe care este montat difuzorul (figura 5.5, c). Datorită drumului parcurs de undele acustice în interiorul incintei, undele radiate prin deschidere au aceeași fază cu cele radiate direct de difuzor, realizîndu-se astfel o creștere de 4—6 dB a presiunii sonore. Evident, aceasta are loc numai la o anumită frecvență, determinată de lungimea drumului parcurs (în practică efectul este sesizabil într-o bandă îngustă în jurul acestei frecvențe). Printr-o dimensionare corespunzătoare se poate obține o lărgire a benzii de redare a difuzorului spre frecvențele joase, unde acesta este în general deficitar.

Pentru lungirea drumului dintre membrană și deschidere se intercalează uneori mai multe șicane, formîndu-se un adevărat labirint. Incintele cu labirint acustic sînt însă în prezent rar utilizate, deoarece el nu permite realizarea sistemelor multicăi și necesită efectuarea unor reglaje.

Menționăm în treacăt că incintele acustice se numesc și boxe acustice (box înseamnă cutie, ladă, în limba engleză).

Am arătat în paragraful 5.2 că pentru o redare mai bună a întregii benzi de audiofrecvență se folosesc mai multe difuzoare conectate la același amplificator, specializate fiecare pentru o altă subbandă. Ele pot fi montate toate într-o aceeași incintă, numită cu mai multe căi (figura 5.6). Mai exact, ele sînt montate într-o incintă exterioară (cea care are dimensiunile cele mai mari), pe care o vede ascultătorul, și care este de fapt incinta difuzorului pentru frecvențe joase. Difuzorul de frecvențe medii are o incintă de mici dimensiuni în spatele lui, etanșă față de cea de frecvențe joase și plasată în interiorul ei; ea este realizată fie din construcția difuzorului, fie din cea a incintei mari. Incinta difu-

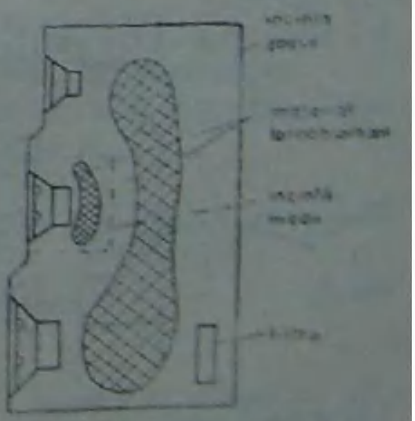


Fig. 5.6. Incintă acustică cu trei căi

zorului de frecvențe înalte este chiar șasiul lui, închis etanș la spate. În incinta exterioară se introduce de obicei și filtrul separator de frecvențe. (Problemele ridicate de filtrele separatoare de frecvențe și realizarea sistemelor de difuzoare sînt discutate în paragraful următor, 5.5).

Toate incintele prezentate mai sus se numesc *pasive*, deoarece conțin numai difuzoarele (și, eventual, filtrele și/sau sistemele de protecție). Spre deosebire de ele, incintele numite *active* conțin o parte din amplificatorul audio. Ele vor fi prezentate în paragraful următor.

Difuzorul cu pîlnie a fost amintit în paragraful 5.3. Precizăm acum că pîlnia are și rol de ecran acustic. Uneori se realizează un labirint acustic în formă de pîlnie frîntă.

5.5. *SISTEME DE DIFUZOARE ȘI BOXE ACTIVE*

În tehnica sunetului este dificil a crea difuzoare care să reproducă fidel sunetele în intreg domeniul de frecvențe audio. Din acest motiv se utilizează *sisteme de două sau trei difuzoare*, fiecare difuzor fiind capabil să redea fidel semnalele avînd frecvența situată într-o bandă anumită. Separarea semnalelor în subgamele de frecvență cerute de fiecare difuzor este realizată cu ajutorul *filtrelor de separare*.

Sistemele de difuzoare clasice au de obicei două căi și conțin un singur amplificator de putere (fig. 5.7, a). Separarea semnalului audio pe calea de joasă și de înaltă frecvență se face prin *filtre pasive trece-jos și trece-sus*. În acest sistem, filtrele pasive prelucrează semnalul final, de putere, necesitînd dimensionarea corespunzătoare a componentelor R, L, C.

Sistemele de difuzoare din boxele active au două sau trei căi de semnal, pe fiecare cale realizîndu-se pe lîngă *separarea* în subgame de frecvență și o parte din *amplificarea de putere* necesară (fig. 5.7, b). În acest mod, fiecare etaj de putere este mai puțin încărcat decît în varianta clasică, iar filtrele prelucrează semnalul de putere redusă, înainte ca acesta să fie amplificat. Pe de altă parte, semnalele pot fi amplificate în mod diferit pe fiecare cale. Din analiza componenței spectrale și comportării dinamice a semnalului audio se constată că semnalele de joasă frecvență au amplitudini mult mai mari în regim tranzitoriu decît componentele de înaltă frecvență putîndu-se ajunge mult mai frecvent la limita de saturare. Prin separarea căilor de semnal se blochează accesul armonicilor de înaltă frecvență rezultate prin limitarea semnalului tranzitoriu, spre difuzorul de j.f., rezultînd un semnal mult mai curat. Armonicele superioare care apar în calea de î.f. ca rezultat al distorsiunilor de limitare au nivelul mult inferior celui corespunzător semnalului util pe această cale și sînt mascate de acesta.

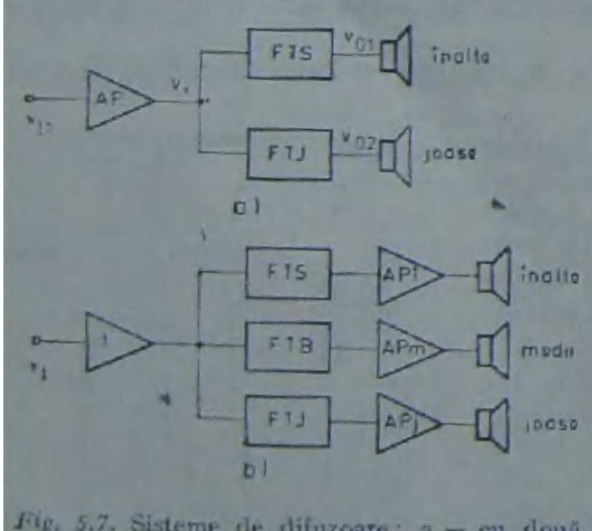


Fig. 5.7. Sisteme de difuzoare: a — cu două căi și boxe pasive; b — cu trei căi și boxe active.

În ceea ce privește funcția de transfer (f.d.t.) a filtrelor de separare, foarte simple apar *filtrele de ordinul întîi*, caracterizate de f.d.t. de forma

$$A_{TJ}(s) = \frac{v_{o1}(s)}{v_i(s)} = \frac{1}{\tau s + 1} \qquad (5.2)$$

$$A_{TS}(s) = \frac{v_{o2}(s)}{v_i(s)} = \frac{\tau s}{\tau s + 1} \qquad (5.3)$$

unde semnalele $v_o(s)$ și $v_i(s)$ corespund transformatoarelor Laplace ale semnalului de intrare, respectiv de ieșire din filtru, iar τ este o constantă de timp, dependentă de componentele constructive. Semnalul sonor reprodus de cele două difuzoare (fig. 5.7, a) este rezultat din însumarea efectelor semnalelor v_{o1} și v_{o2}:

$$v_o = v_{o1} + v_{o2} = A_{TJ}(s)v_i(s) + A_{TS}(s)v_i(s) = v_i(s)$$

Luînd în considerare f.d.t. (5.2) și (5.3) semnalul la ieșire apare nealterat de trecerea prin cele două căi de separare.

Dezavantajul filtrelor de ordinul întîi constă în panta lor redusă ($\pm$20 dB/dec.) în zona de tăiere, ceea ce impune ca difuzoarele să lucreze corect într-o gamă de frecvențe mult extinsă față de banda de trecere a filtrului.

Filtrele de ordinul doi utilizate în boxele cu trei căi au f.d.t. de forma (vezi cap. 6):

$$A_{TJ}(s) = \frac{A_0\omega_0^2}{s^2 + s\omega_0/2Q + \omega_0^2} \tag{5.4}$$

$$A_{TB}(s) = \frac{sA_0\omega_0/2Q}{s^2 + s\omega_0/2Q + \omega_0^2} \tag{5.5}$$

$$A_{TS}(s) = \frac{A_0 s^2}{s^2 + s\omega_0/2Q + \omega_0^2} \tag{5.6}$$

În relațiile de mai sus s-a notat cu A_0 amplificarea căii de semnal, f_0 frecvența caracteristică ($f_0 = \omega_0/2\pi$), Q factorul de calitate. Prin însumarea semnalului rezultat la ieșirea difuzoarelor de pe cele trei căi, rezultă un semnal sonor nealterat de procesul de separare în subgame de frecvență. Filtrele de ordinul doi au avantajul unei pante mai mari în zona frecvențelor de separare ($\pm$40 dB/dec.).

În cazul boxelor active cu două căi, semnalul de ieșire va corespunde suprapunerii efectelor FTJ și FTS, rezultînd o f.d.t. echivalentă de forma:

$$A_{ech}(s) = \frac{A_0(\omega_0^2 + s^2)}{s^2 + s\omega_0/2Q + \omega_0^2} \tag{5.7}$$

Aceasta are un caracter opreşte bandă (vezi relația 6.14 și paragraful 6.2) pentru frecvența $f_0 = \omega_0/2\pi$. Pentru ca tăierea frecvenței centrale să nu fie supărătoare, pe una din căi se poate realiza o inversare de fază, astfel că f.d.t. echivalentă devine

$$A_{ech}(s) = \frac{A_0(s^2 - \omega_0^2)}{s^2 + s\omega_0/2Q + \omega_0^2} \tag{5.8}$$

și are modulul $|A(i\omega_0)| = 4QA_0 \neq 0$, pentru frecvența de separare. Defazajul (π) introdus pe una din cele două căi produce efecte sesizabile de ascultători.

Un compromis mai bun pentru cazul filtrelor cu două căi îl asigură *filtrele Butherworth de ordinul trei*, avînd f.d.t. de forma:

$$A_{TJ}(s) = \frac{A_0\omega_0^3}{s^3 + 2\omega_0 s^2 + 2\omega_0 s + \omega_0^3} \tag{5.9}$$

$$A_{TS}(s) = \frac{A_0 s^3}{s^3 + 2\omega_0 s^2 + 2\omega_0^2 s + \omega_0^3} \tag{5.10}$$

Funcția echivalentă a boxei active este

$$A_{ech}(s) = \frac{A_0(s^2 - \omega_0 s + \omega_0^2)}{s^3 + \omega_0 s + \omega_0} \tag{5.11}$$

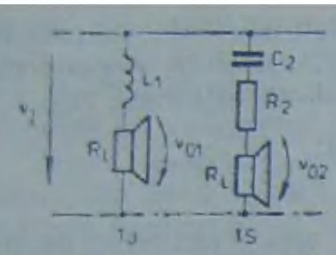


Fig. 5.8. Filtru clasic cu două căi și rețele (filtre) pasive.

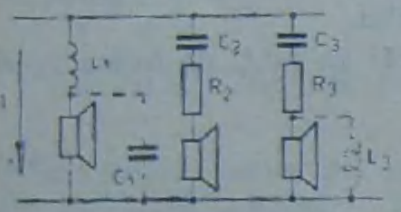


Fig. 5.9. Filtru clasic cu trei căi și rețele (filtre) pasive.

și are modulul constant $|A_{ech}(i\omega)| = A_0$ în toată gama de frecvențe audio. Defazajul introdus este lent variabil cu frecvența și nu este sesizat de ureche ($\varphi_{ech} = -2 \operatorname{arctg} [\omega_0\omega/(\omega_0^2 - \omega^2)]$.

Exemple de filtre de separare.

În figura 5.8 se prezintă schema uzuală utilizată de filtrele clasice cu două căi și rețele pasive. F.d.t. sînt de forma

$$A_{TJ}(s) = 1/\left(\frac{L}{R_L}s + 1\right) \text{ și } A_{TS}(s) = \\ = R_L C_2 s/[(R_L + R_2)C_2 s + 1], \tag{5.12}$$

iar componentele lor se aleg astfel ca

$$\frac{L}{R_L} = C_2(R_2 + R_L) = \frac{1}{\omega_0} \tag{5.13}$$

De exemplu, pentru $R_L = 4\ \Omega$, $R_2 = 1\ \Omega$ și $f_0 = 1{,}5$ kHz, rezultă $L_1 = 0{,}4$ mH și $C_2 = 20\ \mu$F. Dacă rezistența bobinei este comparabilă cu rezistența difuzorului, aceasta se însumează cu R_L. Ținînd cont de acest lucru, pentru condensatorul C_2 se recomandă valori cuprinse între 10 și 20 μF. În aceleași condiții, pentru $R_L = 8\ \Omega$, $R_2 = 2\ \Omega$ rezultă $L_1 = 0{,}8$ mH și $C_2 = 3{,}3 \div 10\ \mu$F.

Schema se poate extinde pentru trei căi, la fel ca în figura 5.9, în care se recomandă valorile:

– pentru $R_L = 4\ \Omega$, $L_1 = 0{,}8 \div 2$ mH, $L_3 = 0{,}3 \div 0{,}5$ mH, $R_3 = 1 \div 3\ \Omega$, $R_2 = 1 \div 3\ \Omega$, $C_1 = 100 \div 300\ \mu$F, $C_2 = 33 \div 100\ \mu$F și $C_3 = 4{,}7 \div 10\ \mu$F;

– pentru $R_L = 8\ \Omega$, $L_1 = 1{,}5 \div 5$ mH, $L_3 = 0{,}7 \div 1$ mH, $R_3 = 1 \div 5\ \Omega$, $R_2 = 1 \div 5\ \Omega$, $C_1 = 47 \div 220\ \mu$F, $C_2 = 16 \div 47\ \mu$F și $C_3 = 1{,}5 \div 6{,}8\ \mu$F.

Bobinele sînt fără miez de fier. În caz că se folosesc miezuri de ferită trebuie să aibă întrefier mare pentru a evita distorsiunile. Condensatoarele sînt electrolitice bipolare. În caz că se folosesc condensatoare electrolitice polarizate, se conectează în serie cîte două de valoare dublă, polarizate în opoziție.

Ca *rețele pasive de ordinul doi* pot fi utilizate circuitele RC din figurile 5.10 și 5.11, avînd f.d.t.

$$A_{TJ}(s) = 1/[R_1R_2C_1C_2s^2 + (R_1C_2 + R_1C_1 + R_2C_2)s + 1]$$
$$A_{TS}(s) = R_1R_2C_1C_2s^2/[R_1R_2C_1C_2s^2 + (R_1C_2 + R_1C_1 + R_2C_2)s + 1]$$

Frecvența lor de frîngere este $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2})$.

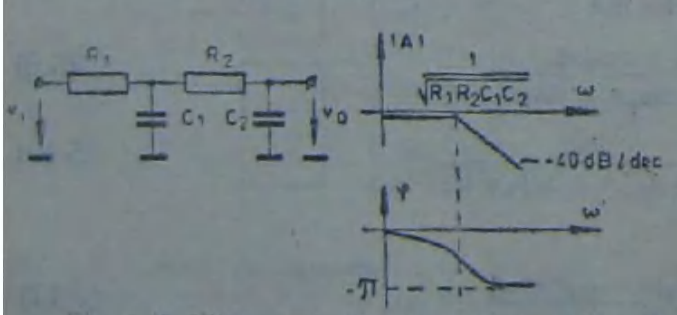


Fig. 5.10. Filtru pasiv RC de ordinul doi TJ.

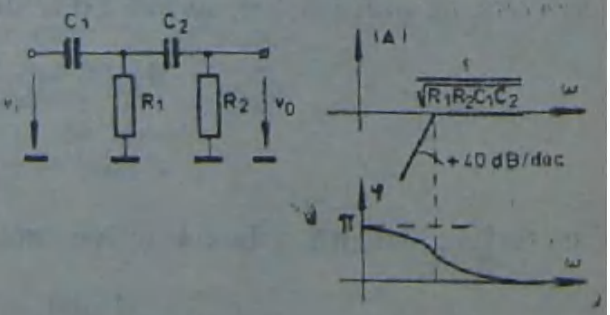


Fig. 5.11. Filtru pasiv RC de ordinul doi TS

În figura 5.12 se indică schema unui sistem de separare pe două căi, cu rețele RC de forma de mai sus, utilizat de boxele active. Semnalele de la ieșirea celor două filtre sînt amplificate într-un etaj de putere cu CI TDA 2030. Pentru evitarea atenuării centrale, FTJ are banda de $1/2\pi\sqrt{10^4 \cdot 33 \cdot 10^3 \cdot 10^{-9} \cdot 5{,}6 \cdot 10^{-9}} \cong 4$ kHz iar FTS, $1/2\pi\sqrt{10^4 \cdot 56 \cdot 10^3 \cdot 10^{-8} \cdot 33 \cdot 10^{-9}} \cong 400$ Hz.

O variantă bazată pe aceleași rețele de separare este indicată în figura 5.13 și este utilizată de boxele active cu trei căi. FTB este realizat cu două rețele RC TJ și TS conectate în cascadă.

Rețelele pasive de ordinul trei prezentate în figurile 5.14, a și 5.14, b sînt FTJ și FTS caracterizate de f.d.t.:

$$A_{TJ}(s) = 1/(R^3C^3s^3 + 5R^2C^2s^2 + 6RCs + 1)$$
$$A_{TS}(s) = R^3C^3s^3/(R^3C^3s^3 + 6R^2C^2s^2 + 5RCs + 1)$$

În figura 5.15 este dat un exemplu de filtru care utilizează rețele de separare de ordinul trei de forma de mai sus. Tranzistoarele TECJ și bipolare au rol de adaptare de impedanțe, amplificarea de tensiune pe cale fiind de circa 1,5. Filtrul 1 este de tip TJ cu $f_0 = 400$ Hz. Filtrele 2 ($f_0 = 400$ Hz) de tip TS și 4 ($f_0 = 4$ kHz) de tip TJ realizează o configurație TB, iar filtrul 3 este de tip TS cu $f_0 = 4$ kHz. Întregul circuit de separare lucrează în banda de frecvențe de 20 Hz ÷ 20 kHz. Semnalele de pe cele trei căi sînt preluate de amplificatoare de putere, nefigurate în schemă.

Schema de principiu din figura 5.16 permite realizarea de filtre active de separare, de ordinul trei. F.d.t. este de forma:

$$A(s) = \frac{-Y_1Y_3Y_5}{(Y_5Y_6 + Y_3Y_7 + Y_4Y_7 + Y_5Y_7 + Y_6Y_7)\cdot(Y_1 + Y_2 + Y_3) - Y_7Y_3^2} \qquad (5.14)$$

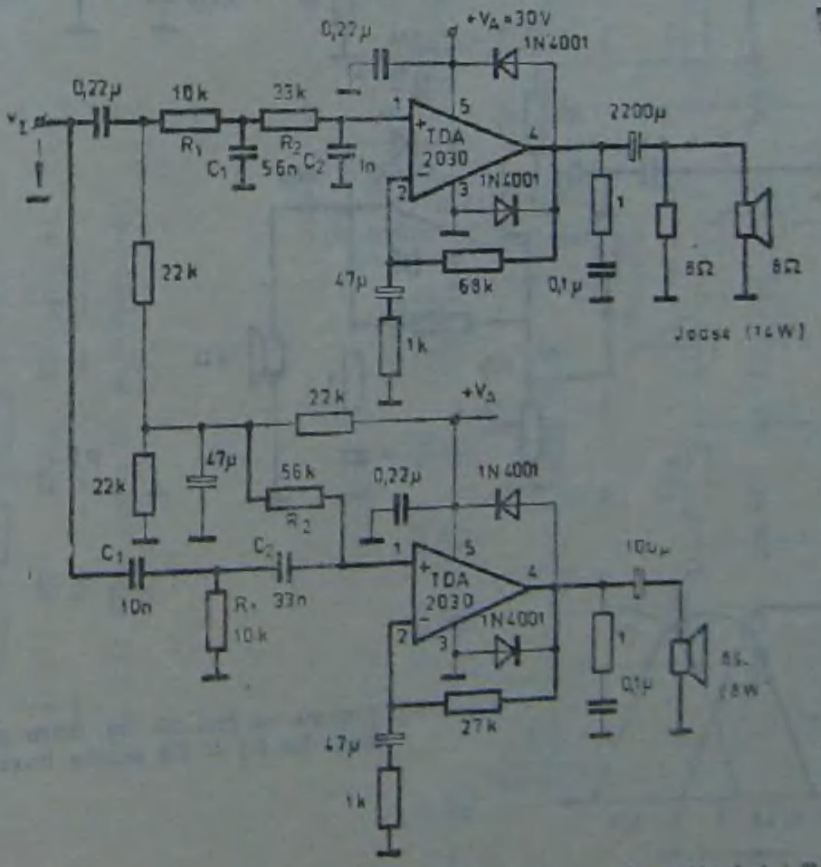


Fig. 5.12. Sisteme cu două căi cu filtre pasive RC de ordinul doi TJ și TS pentru boxe active.

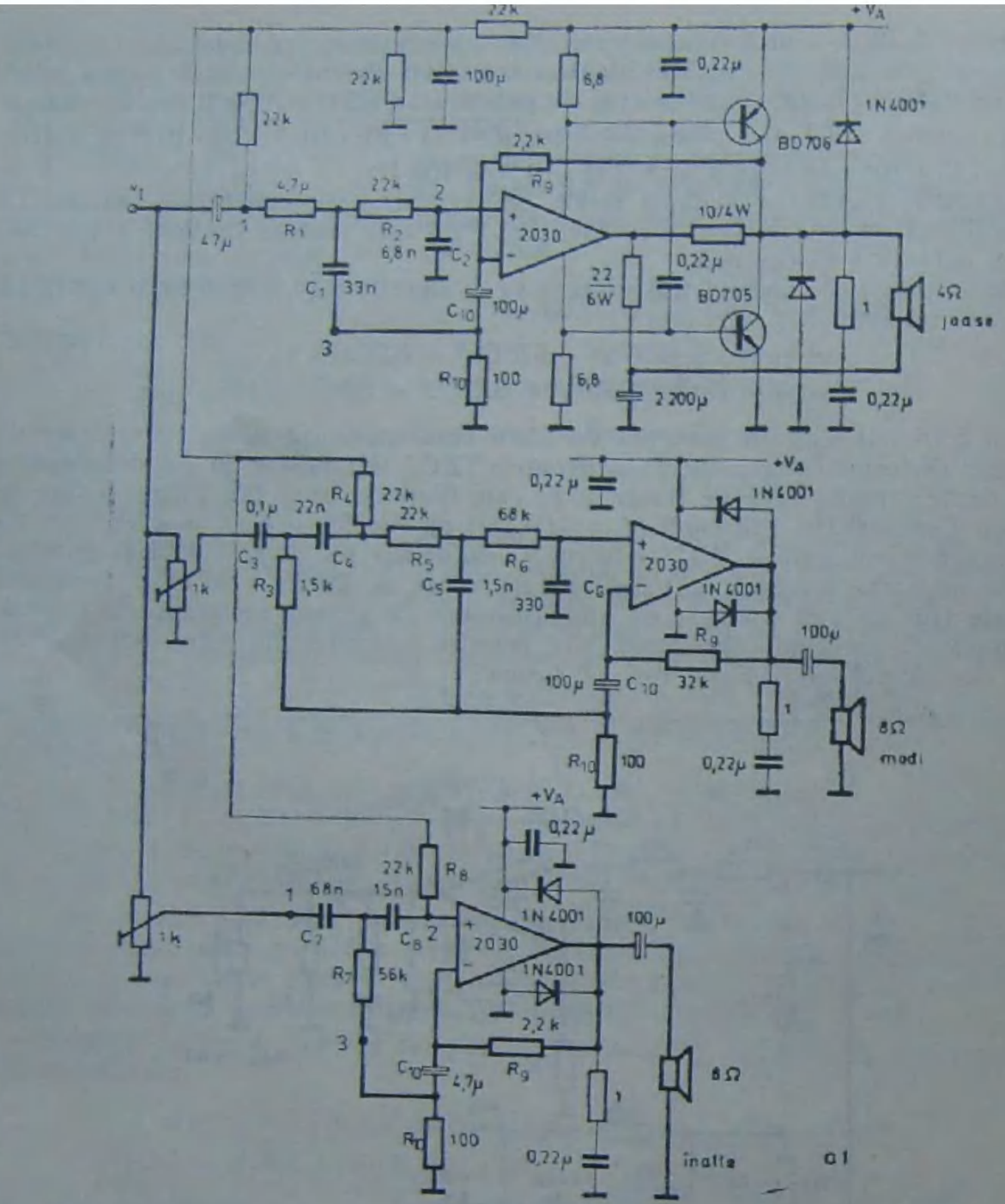


Fig. 5.13. Sisteme cu trei căi cu filtre pasive RC de ordinul doi TJ și TS pentru boxe active.

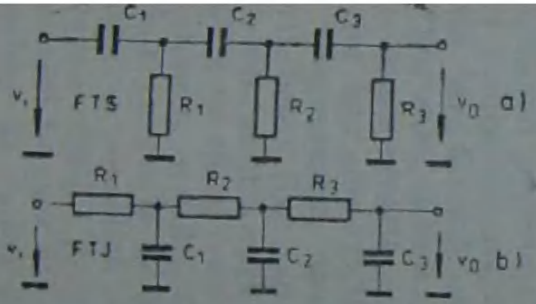


Fig. 5.14. Filtre pasive RC de ordinul trei: a — TS; b — TJ.

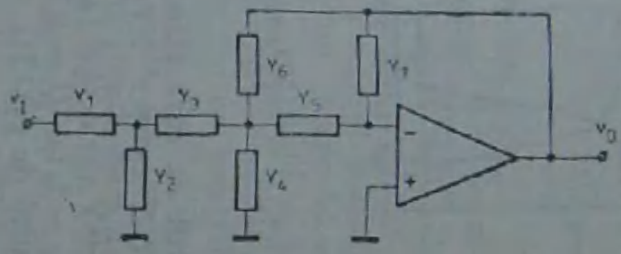


Fig. 5.16. Schema de principiu generală a unui filtru activ de separare.

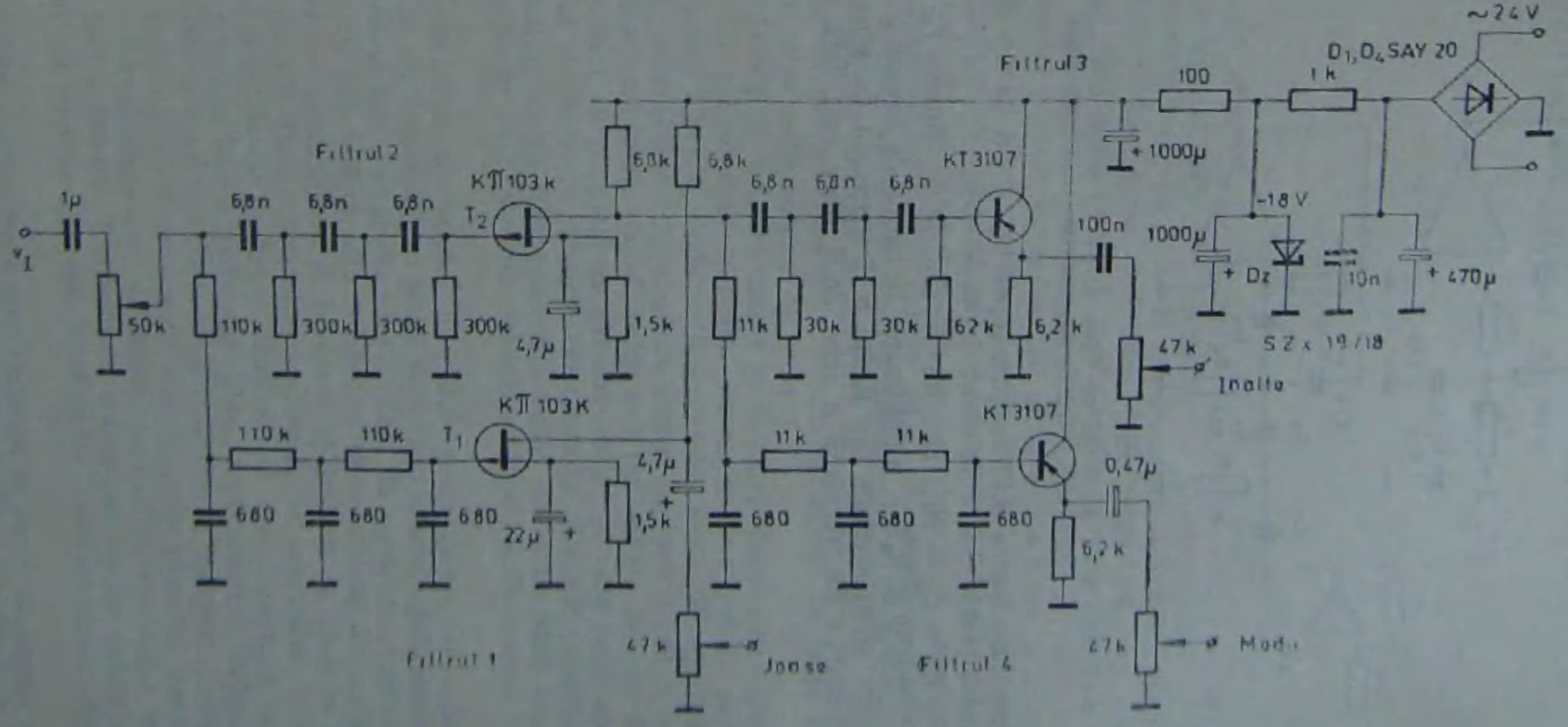


Fig. 5.15. Filtru cu rețele pasive RC de ordinul trei TS și TJ.

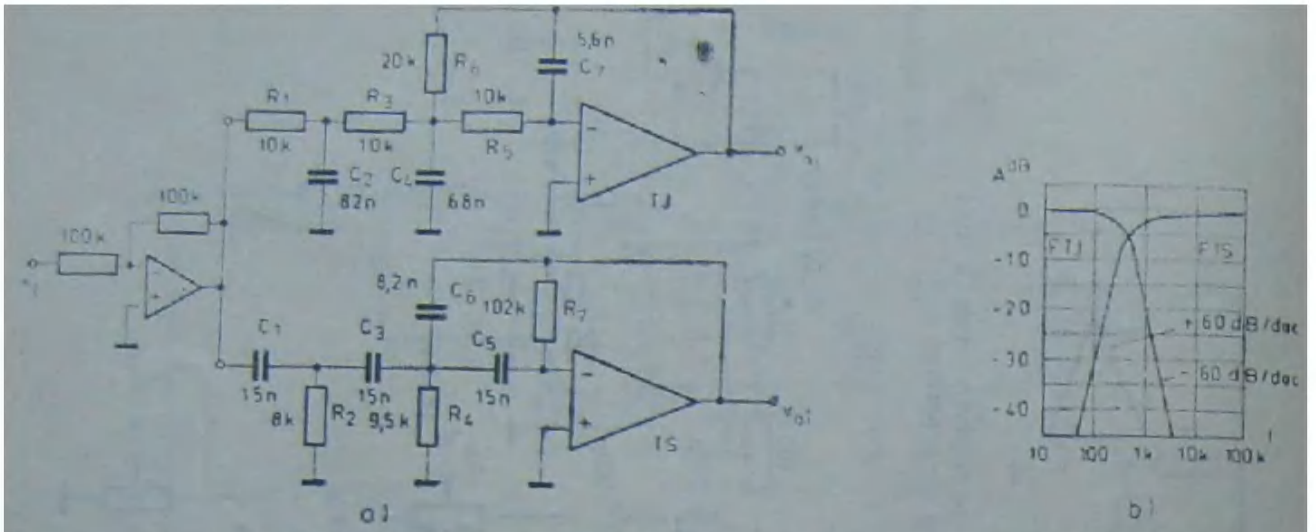


Fig. 5.17. Sistem cu două căi cu filtre active TJ și TS: a — schema electrică; b — caracteristicile de frecvență ale celor două filtre.

Filtrul din figura 5.17 conține rețele TJ și TS de tip Butterworth cu caracteristica maxim plată. S-a considerat în acest scop $R_1 = R_3 = R_5 = R_6/2$ pentru FTJ și $C_1 = C_3 = C_5 = 2C_6$. Rezultă frecvențele de frîngere $f_{0L} = 1/(2\pi R\sqrt[3]{C_2C_4C_7})$ și $f_{0H} = 1/(2\pi C\sqrt[3]{R_2R_4R_7})$, amplificarea în banda de trecere fiind $A_0 = -1$, iar $Q = 0{,}707$. Pentru componentele din figura 5.17 frecvența de separare rezultă de 500 Hz. Caracteristica de frecvență a celor două filtre este dată în figura 5.17, b.

6. CIRCUITE PENTRU REGLAJUL TONALITĂȚII, EGALIZOARE ȘI FILTRE AUDIO

Caracteristica de frecvență a sistemului de amplificare audio este influențată cu ajutorul circuitelor de corecție și reglaj din secțiunea de preamplificare.

Preamplificatoarele corectoare (vezi capitolul 3) compensează neliniaritățile sistemului, în special cele datorate traductoarelor de intrare (doză magnetică, cap magnetic) realizînd o amplificare constantă în toată banda audio. Preamplificatoarele corectoare constituie blocuri fundamentale ale lanțului audio, prezente în orice amplificator cu posibilități de redare a sunetelor provenind de la traductoare neliniare.

Sînt multe situații însă în care, deși caracteristica de frecvență a amplificatorului este absolut plată, audiția nu este perfectă sau nu este agreată de ascultător. Influențează factorii psihofiziologici, acustica încăperii, caracteristicile și parametrii difuzoarelor sau calitatea înregistrării audiate. Pentru astfel de situații, amplificatoarele pot fi prevăzute cu *circuite auxiliare* care realizează corecția caracteristicii de frecvență în funcție de condițiile concrete în care are loc audiția sau de preferințele ascultătorilor. În plus, se pot prevedea filtre pentru zgomotele de joasă sau de înaltă frecvență specifice unor echipamente de redare.

Cele mai simple circuite de reglaj, realizate curent și de către electroniștii amatori sînt *corectoarele de ton*. Ele permit dozarea după preferință, de obicei în gama de ± 20 dB față de amplificarea în banda medie, a frecvențelor joase (20—200) Hz și a celor înalte (8—20) kHz, îmbunătățind în anumite limite calitatea audiției sau satisfăcînd preferința ascultătorilor pentru tonuri înalte sau mai grave. Se pot utiliza pentru îmbunătățirea redării de pe plăci de patefon vechi, pe care basșii apar slabi iar tonurile înalte sînt stridente și însoțite de zgomote. Ele pot compensa parțial unele neliniarități datorate uzurii echipamentului audio sau schimbării unora din componentele sale, situații în care corecția realizată de preamplificatorul corector este imperfectă.

Accentuarea sau dezaccentuarea semnalului în toată gama audio, în cadrul unor benzi fixe sau reglabile de frecvență se poate face cu ajutorul *egalizoarelor*. Frecvent se utilizează *egalizoarele de octavă* alcătuite din 10 celule de egalizare, acordate pe cîte o frecvență situată una față de alta la interval de o octavă. În amplificatoarele stațiilor de sonorizare profesionale se întîlnesc egalizoare cu pînă la 30 celule (acordate la interval de 1/3 dintr-o octavă), în schimb, în aparatura de uz casnic se consideră suficiente 5 celule de egalizare. Motivul cel mai important care impune reglajul de sunet în întreaga bandă audio este corectarea acusticii încăperii sau sălii în care are loc audiția. Aceeași instalație audio plasată în încăperi diferite conduce la sunete diferite. Influențează foarte mult dimensiunile camerei, natura materialelor absorbante sau reflectorizante care, în anumite benzi de frecvență duc la fenomene de microfonie sau atenuare. Egalizoarele corectează aceste deficiențe acustice, compensînd excesul de reverberații sau insuficiența randamentului difuzoarelor.

Alte corecții ale caracteristicii de frecvență sînt necesare în cazul audițiilor de joasă intensitate, cînd urechea recepționează în mod diferit sunetele, considerîndu-le

mai tari pe cele cuprinse în banda de medie frecvență. În acest caz este necesară ridicarea nivelului sonor în benzile laterale de frecvențe, funcție îndeplinită de *circuitul de reglaj fiziologic, numit și reglaj de volum compensat*. Acesta trebuie conectat numai cînd programul este audiat în surdină. Sistemele complexe de reglaj fiziologic modifică automat caracteristica de frecvență în funcție de nivelul sonor al audiției și evită în acest fel intervenția subiectivă și neavizată a utilizatorului.

Specialiștii recomandă folosirea cu prudență a circuitelor de reglaj în echipamentele utilizate de către amatori. Indiferent de complexitatea lor, circuitele de reglaj al tonalității *nu creează* sunete noi, ci le prelucrează pe cele existente preluate mai mult sau mai puțin fidel de către traductoarele electroacustice de la intrare. În acest sens, mult mai importante pentru o audiție de calitate sînt performanțele și calitatea înregistrării, sensibilitatea și caracteristicile traductoarelor de intrare și de ieșire. Amplificarea suplimentară care la corectoarele de ton poate atinge +20 dB impune mărirea puterii etajului final. De asemenea, reglajul subiectiv, după gustul fiecărui utilizator neavizat duce de cele mai multe ori la scăderea calității materialului sonor audiat. Existent în toate instalațiile de tip profesional, egalizorul este un echipament scump și mai puțin recomandat pentru amatori. El este util în corectarea acusticii încăperii, dar reglajele trebuie făcute numai de cei care posedă cunoștințele necesare și aparatura corespunzătoare efectuării lor. Altfel, utilizarea lor la domiciliu devine un simplu joc costisitor.

6.1. *CIRCUITE CORECTOARE DE TON*

Utilizate în reglajele de ton numai pentru frecvențe joase sau înalte, corectoarele de ton pot conține numai filtre pasive mai ieftine, sau filtre active. Datorită amplificării cu reacție negativă, *filtrele active* prezintă distorsiuni mai reduse și nu necesită etaje suplimentare de amplificare. Ele au avantajul unei simetrii perfecte a domeniului de reglaj în jurul amplificării din banda medie, iar componentele RC au valori convenabile.

a) Unul dintre cele mai cunoscute circuite corectoare de ton este cel de tip *Baxandall*, indicat în figura 6.1, a. Semnalele de frecvență joasă pot fi accentuate sau dezaccentuate cu ajutorul potențiometrului R_2, iar cele de frecvență înaltă sînt

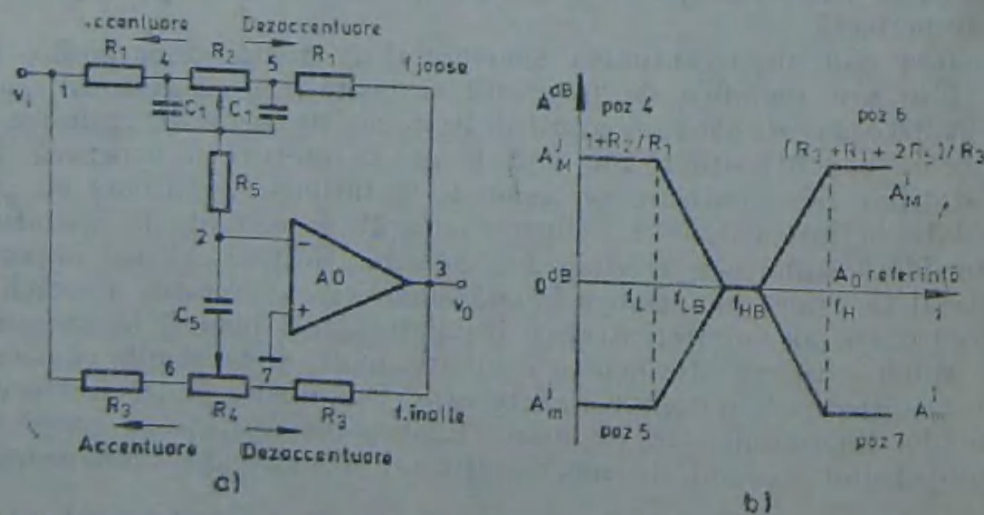


Fig. 6.1. Corector de ton Baxandall: a — schema de principiu; b — caracteristica de frecvențe.

influențate cu potențiometrul R_4. Pentru *pozițiile extreme* ale cursorului acestor potențiometre, rezultă limitele caracteristicii de frecvență indicate în figura 6.1, b. În *poziția mediană* a ambelor cursoare semnalul este transmis integral la ieșire în toată gama de frecvențe audio, amplificarea circuitului corector fiind în acest caz 1 (0 dB). Rezultă că pentru poziția mediană a elementelor de reglaj, amplificarea sistemului audio în care este conectat corectorul de ton este constantă în toată banda de frecvențe și egală cu amplificarea A_0 din banda medie.

Analiza circuitului corector din figura 6.1 se poate face ținînd cont de schemele echivalente pentru frecvențe joase din (fig. 6.2), respectiv înalte (fig. 6.3). La frecvențe joase se consideră că reactanța condensatorului C_5 tinde la infinit ($X_{C5} = 1/(2\pi f C_5) \to \infty$), iar la frecvențe mari reactanța condensatoarelor C_1 este nulă, adică $X_{C1} = 1/(2\pi f C_1) \cong 0$. Separarea pe domenii de frecvență este permisă deoarece în general se aleg astfel de valori pentru componente încît constantele de timp din bucla de reacție destinată frecvențelor joase să rezulte mult mai mari decît cele din bucla destinată reglării semnalelor de frecvență înaltă.

În *banda de joasă frecvență*, funcția de transfer (f.d.t.) a circuitului corector (fig. 6.2) corespunde unui amplificator inversor și are forma

$$A_j(s) = \frac{v_0(s)}{v_i(s)} = -\frac{Z_1(s)}{Z_2(s)} = -\frac{R_1 + (1-a)R_2 \| Z_{C1}}{R_1 + a \cdot R_2 \| Z_{C1}},$$

unde $v_0(s)$ și $v_i(s)$ sînt transformatele Laplace ale semnalelor de ieșire, respectiv de intrare în circuitul de corecție, iar $Z_{C1} = 1/(sC_1)$ este impedanța de transfer a condensatorului C_1. În figura 6.2 s-a luat în considerare o anumită poziție a cursorului, fracțiunea din rezistența R_2 între cursor și borna 4 fiind notată cu coeficientul subunitar a. F.d.t. a circuitului este de forma:

$$A_j(s) = -\frac{R_1 + (1-a)R_2}{R_1 + aR_2} \cdot \frac{1 + R_1 \| [(1-a)R_2] \cdot C_1 s}{1 + R_1 \| (aR_2) \cdot C_1 s} \cdot \frac{1 + aR_2C_1 s}{1 + (1-a)R_2C_2 s} \qquad (6.1)$$

Caracteristica de frecvență corespunzătoare f.d.t. (6.1) se obține făcînd substituția $s = \omega i = 2\pi f i (i = \sqrt{-1})$ și calculînd modulul numărului complex astfel obținut, pentru diverse valori ale frecvenței f. Pentru frecvențe foarte joase ($f \to 0$), amplificarea circuitului $A_j = |A_j(i\omega)|_{\omega \to 0} = [R_1 + (1-a)R_2]/(R_1 + aR_2)$ este reglabilă între valorile

$A_M^j = (R_1 + R_2)/R_1$, cînd $a = 0$ (cursorul la borna 4) și

$A_m^j = R_1/(R_1 + R_2)$, cînd $a = 1$ (cursorul la borna 5).

La frecvențe înalte amplificarea circuitului devine 1 și poate fi dedusă făcînd limita modulului $|A_j(i\omega)|$ pentru $\omega \to \infty$.

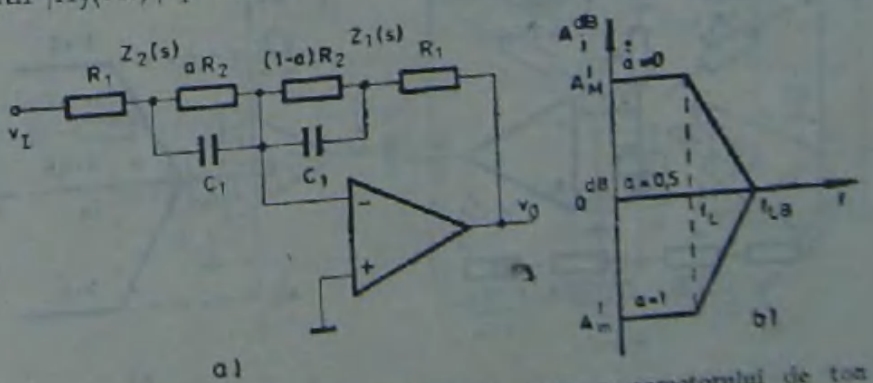


Fig. 6.2. Circuitul echivalent la frecvențe joase a corectorului de ton din figura 6.1: a — schema echivalentă; b — caracteristica de frecvență.

Limitele de reglaj se obțin pentru poziții extreme ale cursorului potențiometrului R_2, cînd f.d.t. (6.1) devine

$$A_f(s)\,|_{a=0} = -\frac{R_3+R_2}{R_1}\cdot\frac{1+R_2||R_3\cdot C_1 s}{1+R_2C_1 s} = -A_M^f\cdot\frac{1+\tau_z s}{1+\tau_p s} \tag{6.2}$$

$$A_f(s)\,|_{a=1} = -\frac{R_3}{R_1+R_2}\cdot\frac{1+R_2C_1 s}{1+R_1||R_2\cdot C_1 s} = -A_m^f\cdot\frac{1+\tau_p s}{1+\tau_z s} \tag{6.3}$$

Caracteristicile de frecvență corespunzătoare f.d.t. limită sînt indicate în figura 6.2, b. *Frecvențele de frîngere* corespund celor doi termeni de la numitor și numărător și au forma

$$f_L = 1/(2\pi\tau_p) = 1/(2\pi R_2C_1) \text{ și } f_{LB} = 1/(2\pi\tau_z) = 1/(2\pi R_2||R_1C_1) \tag{6.4}$$

Amplificarea este reglabilă în limitele A_M^f și $A_m^f = 1/A_M^f$ corespunzătoare f.d.t. (6.2) și (6.3).

Pentru poziția mediană a cursorului R_2 ($a = 0{,}5$), rezultă $A_f(s) = -1$, adică semnalul este transferat nemodificat la ieșire. Pentru o poziție oarecare a cursorului potențiometrului R_2, cele patru frecvențe de frîngere ale caracteristicii de frecvențe corespunzătoare f.d.t. (6.1) sînt cuprinse între limitele f_L și f_{LB} date de relațiile (6.4).

Pentru *banda frecvențelor înalte* corespunde schema echivalentă din figura 6.3, a. F.d.t. se poate calcula făcînd transformări intermediare, de tip stea-triunghi între nodurile 1, 2 și 3, sugerate în figură. Nu s-au indicat impedanțele Z_{13} și R_{13} care nu contribuie la amplificarea circuitului. De exemplu, steaua formată din rezistențele R_1 și R_5 conduce la rezistențele echivalente

$$R_{12} = \frac{R_1R_5 + R_5R_5 + R_1R_1}{R_1} = R_1 + 2R_5 = R_{23}$$

Pentru o poziție intermediară oarecare a cursorului potențiometrului R_4, care determină față de borna 6 o rezistență bR_4 ($b = 0 \ldots 1$) rezultă f.d.t. a circuitului corector:

$$A_f(s) = -\frac{1+sC_5[R_3+(1-b)R_4](2R_5+R_1+R_3+bR_4)/(2R_5+R_4)}{1+sC_5(R_3+bR_4)[2R_5+R_1+R_3+(1-b)R_4]/(2R_5+R_4)} \tag{6.5}$$

La frecvențe mari amplificarea $A_f = |A_f(i\omega)|_{\omega\to\infty} = \{[R_3+(1-b)R_4]\cdot(2R_5+R_1+R_3+bR_4)\}/\{(R_3+bR_4)\cdot[2R_5+R_1+R_3+(1-b)R_4]\}$ este dependentă de poziția cursorului potențiometrului R_4. La frecvențe mici $A_f = |A_f(i\omega)|_{\omega\to 0} = 1$, iar semnalul este transmis integral la ieșire.

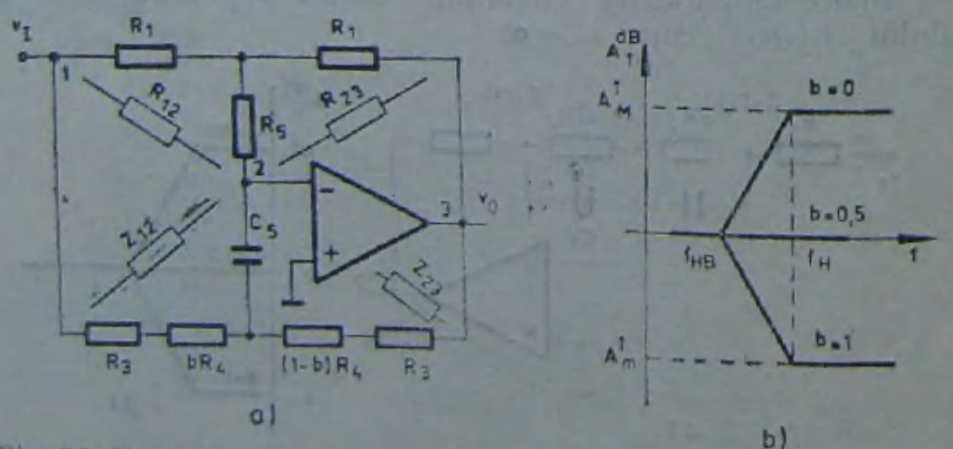


Fig. 6.3. Circuitul echivalent pentru frecvențe înalte a corectorului de ton: *a* — schema echivalentă; *b* — caracteristica de frecvențe.

Ținînd cont că în mod uzual $R_4 >> 2R_2 + R_3 + R_1$, f.d.t. corespunzătoare limitelor de reglaj poate fi pusă sub forma

$$A_f(s)\Big|_{b=0} = -\frac{1 + sC_5(R_3 + R_1)(2R_2 + R_3 + R_1)/(2R_2 + R_4)}{1 + sC_5R_3R_1/(2R_2 + R_4)} = \frac{1}{A_f(s)}\Big|_{b=1} \tag{6.6}$$

Limitele de reglaj ale amplificării și frecvențele de frîngere sînt respectiv

$$A'_M = 1/A'_m \cong (2R_5 + R_1 + R_3)/R_3 \tag{6.7}$$

$$f_{HB} \cong 1/(2\pi(2R_5 + R_1 + R_3)C_5)\,;\; f_H \cong 1/(2\pi R_3C_5) \tag{6.8}$$

Pentru poziția mediană a cursorului potențiometrului R_4 semnalul este transmis nemodificat. Pentru o poziție intermediară, cele două frecvențe de frîngere sînt cuprinse în limitele (6.8).

Limitele de reglaj ale caracteristicii de frecvență în întreg domeniul audio sînt indicate în figura 6.1, b, iar pentru $f_{LB} = 300$ Hz, $f_L = 30$ Hz, $f_H = 10$ kHz, $f_{HB} = 1$ kHz, $A'_M = A''_M = 20$ dB, $A'_m = A''_m = -20$ dB, rezultă componentele RC din figura 6.4.

b) O altă variantă de corector de ton care are aproximativ aceeași complexitate cu configurația descrisă mai sus dar nu introduce poli și zerouri suplimentari în caracteristica de joasă frecvență (vezi relația 6.1) este indicată în figura 6.5. Analiza sa se face similar cu varianta prezentată anterior, pe domenii de frecvență.

În *banda de joasă frecvență* f.d.t. este de forma

$$A_j(s) = \frac{v_0(s)}{v_i(s)} = -\frac{R_1 + (1-a)R_2}{R_1 + aR_2} \cdot \frac{1 + sC_1R_1R_2/[R_1 + (1-a)R_2]}{1 + sC_1R_1R_2/[R_1 + aR_2]} \tag{6.9}$$

Parametrii caracteristicilor limită de reglaj rezultă de forma

$$A'_M = 1/A'_m = 1 + R_2/R_1,\; f_L = 1/(2\pi R_2C_1),\; f_{LB} = 1/(2\pi R_1 \| R_2C_1) \tag{6.10}$$

Pentru *banda de înaltă frecvență* schema este identică cu cea din figura 6.3, iar parametrii sînt dați de relațiile (6.6, . . . , 6.8).

În figura 6.6 este dat un exemplu concret, utilizînd amplificatorul de zgomot redus βM 387. Față de rețeaua corectoare din figura 6.5, circuitul conține rezistențele de polarizare R_6 și R_7 care fixează punctul static de funcționare la valoarea $V_A/2$.

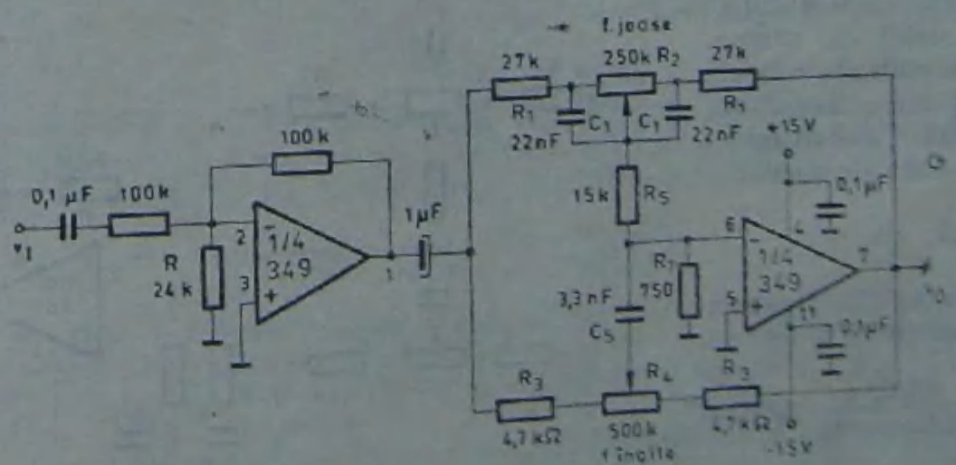


Fig. 6.1. Schema electrică a unui corector de ton Baxandall.

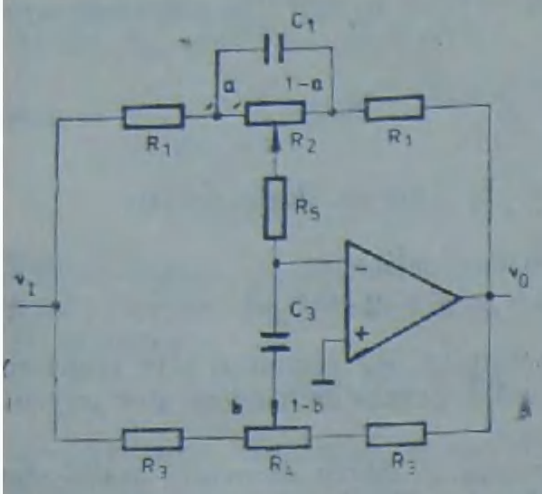


Fig. 6.5. Variantă de corector de ton.

Rețeaua se alege impunînd prin R_7 un curent mult mai mare decît curentul de polarizare la borna inversoare a amplificatorului:

$$i_{R7} \geqslant 10\ i_B^- \cong 10 \cdot 0{,}5\ \mu A$$

Din datele de catalog rezultă că la terminalul 2 tensiunea este $v^- = 2v_{BE} \cong 1{,}3$ V, ca urmare

$$R_7 \leqslant 2v_{BE}/i_{R7} \cong 260\ k\Omega$$

În cazul indicat în figura 6.6 s-a ales $R_7 = 240$ kΩ. Valoarea rezistenței R_6 se calculează din condiția ca în absența semnalului de intrare, tensiunea la ieșire să fie jumătate din tensiunea de alimentare:

$$\frac{V_A}{2} = \frac{2v_{BE}}{R_7} \cdot (R_7 + R_6), \tag{6.11}$$

pentru $V_A = 24$ V și $R_7 = 240$ kΩ rezultînd $R_6 = 2{,}2$ MΩ. Condensatorul C_6 blochează trecerea componentei continue de polarizare spre circuitul de reacție, iar dipolul R_8C_4 de tip Boucherot servește la compensarea caracteristicii de frecvență a circuitului pentru asigurarea stabilității sale.

c) Un alt exemplu de corector de ton la care *reglajele amplificării și ale punctelor de frîngere sînt independente* este indicat în figura 6.7. Potențiometrele P_1 și P_2 servesc la reglarea amplificării în benzile laterale, iar R_j și R_i modifică frecvențele de frîngere. Parametrii schemei se aleg astfel încît $C_jR_j \gg C_iR_i$, iar analiza circuitului se poate face separat, pentru frecvențe joase și pentru frecvențe înalte. În figura 6.7 s-a notat cu a fracțiunea din rezistența P_1 delimitată de cursor și borna de acces a tensiunii v_I la ieșirea repetorului cu AO1 și cu b fracțiunea din rezistența R_j introdusă în circuit. Analog, în bucla de reglaj pentru frecvențele înalte, s-a notat cu c, respectiv d, coeficienții referitori la poziția cursorului pentru potențiometrele P_2 și R_i. Conform datelor concrete notate în circuit, limitele de reglaj sînt $a_{lim} = \{0; 1\}$, $b_{lim} \cong \{0{,}1; 1\}$, $c_{lim} = \{0; 1\}$ și $d_{lim} \cong \{0, 1; 1\}$.

În *domeniul frecvențelor joase* se consideră impedanța condensatorului C_i infinită, astfel că semnalul v_I este preluat de bucla de reglaj R_jC_j. Tensiunea v_1 la cursorul potențiometrului P_1 este de forma

$$v_1 = v_I(1 - a) + v_O \cdot a,$$

iar tensiunea la intrarea repetorului cu AO_3 este:

$$v_3^+(s) = \frac{1/(sC_j)}{1/(sC_j) + bR_j} \cdot v_1(s) =$$

$$= \frac{v_1(s)}{bR_jC_js + 1}$$

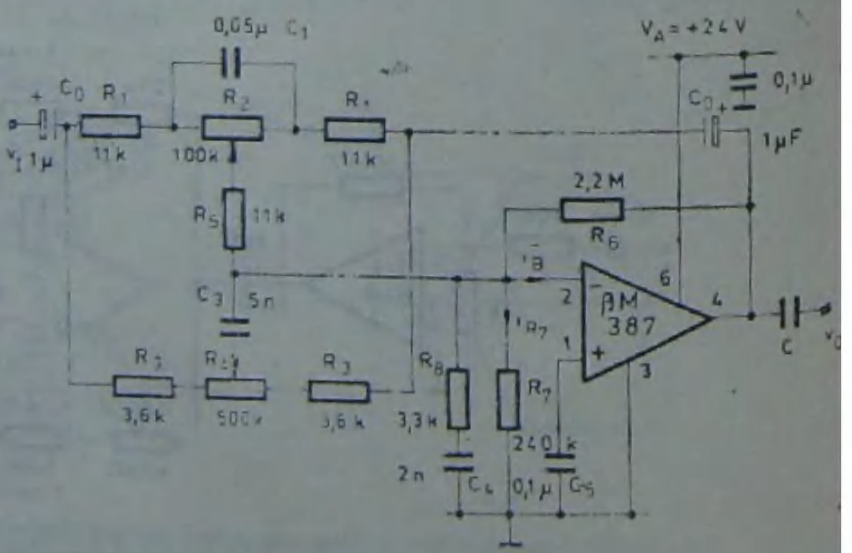


Fig. 6.6. Schema electrică a unui corector de ton.

Tensiunea la intrarea neinversoare a AO4 este preluată prin divizorul rezistiv R_1 și $R_3 \,||\, (R_2 + dR_i)$ astfel că

$$v_4^+(s) = \frac{R_3 \,||\, (R_2 + dR_i)}{R_1 + R_3 \,||\, (R_2 + dR_i)} \cdot v_3^+(s) = m v_3^+(s)\,;\; m \cong \frac{1}{4}$$

iar tensiunea la intrarea sa inversoare este de forma

$$v_4^-(s) = (v_I(s) + v_O(s)) \cdot R_4/(2R_4 + R) = (v_I(s) + v_O(s)) \cdot x.$$

Pentru $R_4 \gg R$, $x \cong 1/2$.

Din relațiile de mai sus rezultă f.d.t. a circuitului (prin egalarea tensiunilor v_4^- și v_4^+):

$$A_j(s) = \frac{v_O(s)}{v_I(s)} = \tag{6.12}$$

$$= -\frac{a+1}{2-a} \cdot \frac{1 + \dfrac{2bR_jC_js}{a+1}}{1 + \dfrac{2bR_jC_js}{2-a}}$$

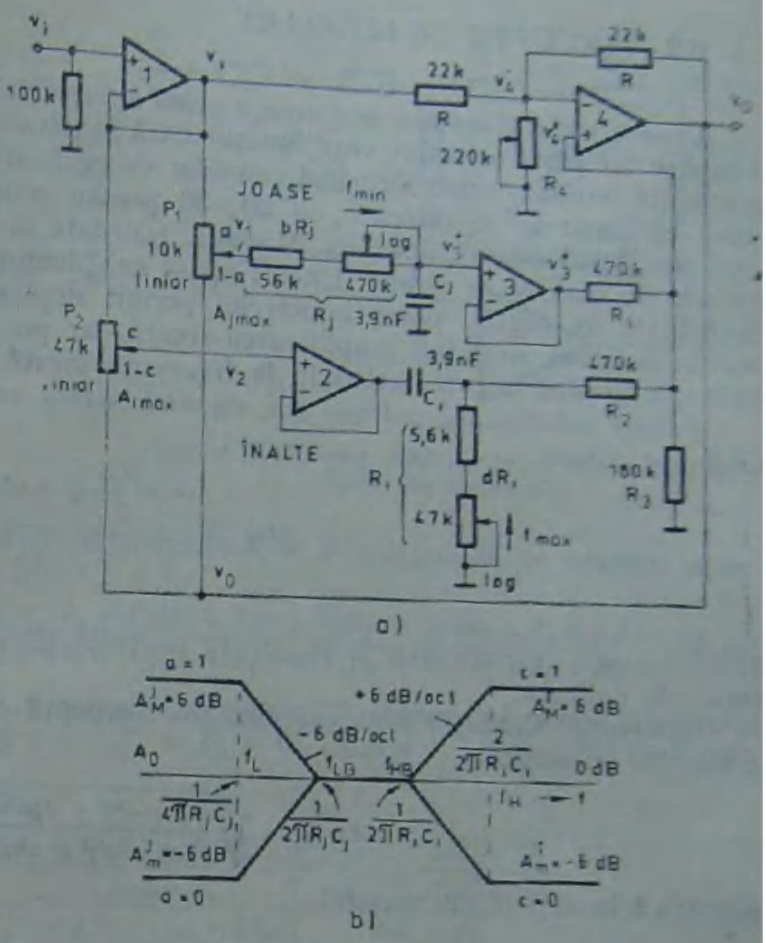


Fig. 6.7. Corector de ton cu reglajul independent al amplificării și benzilor de frecvență: a — schema electrică; b — caracteristica de frecvențe.

Se observă că pentru fiecare valoare a amplificării $A_j = (a+1)/(2-a)$, reglate cu P_1, rezultă frecvențele de frîngere $f_z = 1/(2\pi\tau_z)$ și $f_p = 1/(2\pi\tau_p)$, unde $\tau_z = 2bR_jC_j/(a+1)$ și $\tau_p = 2bR_jC_j/(2-a)$. Valoarea lor se poate regla cu potențiometrul R_j. Caracteristicile limită obținute pentru pozițiile extreme ale cursorului potențiometrului P_1 și pentru $R_{j\,max}$ sînt date în figura 6.7, b. Amplificarea poate fi reglată în gama ± 6 dB, iar frecvențele de frîngere corespunzătoare sînt $f_L = 1/(4\pi bR_jC_j)$ și $f_{LB} = 1/(2\pi R_jC_jb)$, reglabile în raportul 1/10 cu potențiometrul R_j.

În *domeniul frecvențelor înalte* se consideră impedanța condensatorului C_j nulă. Urmînd un procedeu de calcul asemănător și ținînd cont de parametrii concreți ai schemei din figura 6.7, a cărora le corespund coeficienții de calcul $x = R_4/(2R_4 + R) \cong 1/2$ și $m = R_3 \,||\, R_1/(R_3 \,||\, R_1 + R_2) \cong 1/4$, rezultă f.d.t. de forma:

$$A_i(s) = -\frac{1 + sd(1+c)R_iC_i/2}{1 + sd(2-c)R_iC_i/2} \tag{6.13}$$

La fel ca în cazul frecvențelor joase, amplificările la frecvențe înalte și frecvențele de frîngere se pot regla independent. Pentru o poziție oarecare a cursorului potențiometrului P_2, rezultă $A_i = (1+c)/(2-c)$, reglabilă în limitele 1/2 și 2 (± 6 dB). Frecvențele de frîngere, de forma $f_z = 1/[\pi d(1+c)R_iC_i]$ și $f_p = 1/[\pi d(2-c)R_iC_i]$ se reglează cu R_i în raportul 1/10. Pentru cazul cînd amplificarea este reglată la limită ($c = 0$ sau 1) și pentru $R_{i\,max}$ rezultă frecvențele indicate în figura 6.7, b: $f_{LB} = 1/(2\pi dR_iC_i)$ și $f_H = 1/(\pi dR_iC_i)$, $d = 1$.

6.2. CIRCUITE EGALIZOARE

Pentru *reglajul tonului pe întreaga gamă a frecvențelor audio* se utilizează *egalizoare* compuse din filtre selective care funcționează în paralel și sînt acordate pe cîte o frecvență din banda audio. Numărul celulelor de egalizare poate varia de la 4, sau 5, în cazul egalizoarelor comerciale, la 20–30 pentru echipamentele de studio. În cazul cînd egalizorul este echipat cu 10 celule acordate la interval de o octavă el poartă numele de *egalizor de octavă*. Uneori apare subdenumirea de *egalizor grafic* deoarece elementele de reglaj, potențiometrele, permit deplasarea liniară a cursorului lor, poziția acestora sugerînd amplificarea fixată, iar pe panoul de reglaj apare astfel indicația grafică a caracteristicii de frecvență dorită.

Filtrele selective de ordinul doi, cu accentuarea sau dezaccentuarea frecvențelor au f.d.t. de forma

$$A(s) = \frac{s^2 + \frac{A_0}{Q}\omega_0 s + \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \tag{6.14}$$

unde A_0 este amplificarea la frecvența centrală (fig. 6.8) $f_0 = \omega_0/2\pi$ iar Q este factorul de calitate.

Observație. Caracteristica amplitudine-frecvență corespunzătoare f.d.t. (6.14) este o funcție de forma

$$A(\omega) = \sqrt{\frac{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + A_0^2\omega^2\omega_0^2/Q^2}{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + \omega^2\omega_0^2/Q^2}}, \tag{6.15}$$

simetrică în raport cu variabila

$$x = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}, \text{ adică } A(x) = \sqrt{\frac{x^2 + A_0^2/Q^2}{x^2 + 1/Q^2}},$$

formă sub care a fost reprezentată în figura 6.8. În funcție de parametrul A_0, se permite *accentuarea sau dezaccentuarea frecvențelor situate în banda centrată pe frecvența* f_0. Lățimea benzii este invers proporțională cu coeficientul de calitate Q.

În aplicațiile audio se recomandă un domeniu maxim de reglaj al amplitudinii A_0 de ± 12 dB. Pentru ca ondulația caracteristicii de frecvențe să fie mai mică decît 3 dB cînd toate filtrele care lucrează în paralel au caracteristica reglată la maximum, coeficientul Q trebuie să fie cuprins între 1 și 2.

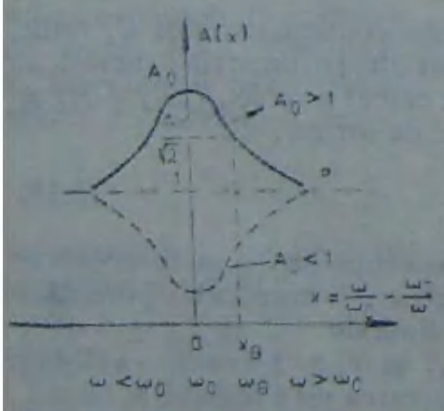


Fig. 6.8. Caracteristica de frecvențe a unui filtru selectiv cu accentuare și dezaccentuare.

a) În figura 6.9. se prezintă schema unei *celule de egalizare* din spectrul frecvențelor audio. Reglajul amplificării centrale A_0 se efectuează prin deplasarea cursorului potențiometrului R_2, iar frecvența centrală se fixează cu condensatoarele C_1 și C_2. În poziția mediană a cursorului amplificarea este unitară în întreaga bandă de frecvențe, iar în pozițiile extreme se obține accentuarea maximă A_M sau atenuarea maximă $1/A_m$.

Analiza circuitului se poate face pe schema echivalentă din figura 6.10, în care, conexiunea în triunghi a elementelor aR_2, $(1-a)R_2$ și C_1 a fost transformată în stea, rezultînd impedanțele

$$Z_1 = aR_2/(R_2C_1s + 1);\ Z_2 = (1-a)R_2/(R_2C_1s + 1);$$
$$Z_3 = a(1-a)R_2^2C_1s/(R_2C_1s + 1).$$

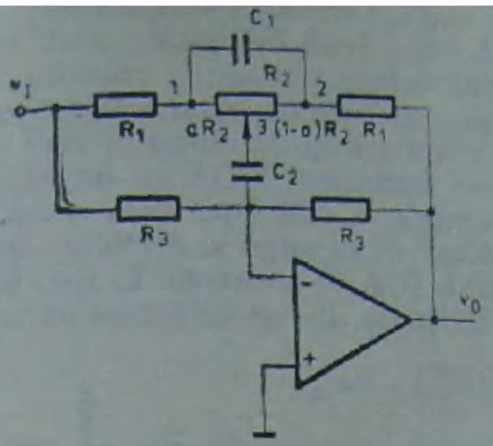


Fig. 6.9. Celulă de egalizare.

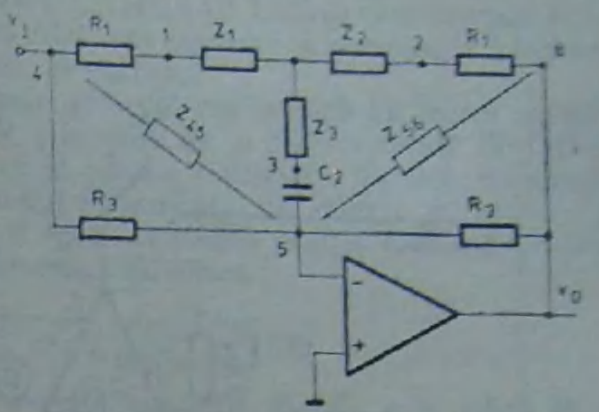


Fig. 6.10. Schema echivalentă a celulei de egalizare din figura 6.9.

În continuare, transformînd steaua cu nodurile 4, 5, 6 în triunghi, se ajunge la forma finală a f.d.t.

$$A(s) = -\frac{C_2 s[R_3(Z_2 + R_1) + (R_1 + Z_1)(R_1 + Z_2)] + (Z_2 C_2 s + 1)(2R_1 + Z_1 + Z_2)}{C_2 s[R_3(Z_1 + R_1) + (R_1 + Z_1)(R_1 + Z_2)] + (Z_2 C_2 s + 1)(2R_1 + Z_1 + Z_2)} \tag{6.16}$$

Limitele de reglaj se obţin pentru poziţiile extreme ale cursorului potenţiometrului R_2, pentru $a = 0$ ($Z_1 = Z_3 = 0$) şi $a = 1$($Z_2 = Z_3 = 0$). Cînd $a = 1/2$ (poziţia mediană), $A(s) = -1$, adică $v_o = -v_i$.

Pentru $a = 0$ se obţine

$$A(s)\big|_{a=0} = -\frac{s^2 + \dfrac{R_3C_2(R_1 + R_2) + R_1R_2(C_2 + 2C_1)}{R_3R_2R_1C_2C_1}s + \dfrac{2R_1 + R_2}{R_3R_2R_1C_2C_1}}{s^2 + \dfrac{C_2(R_2 + R_3) + 2R_2C_1}{R_1R_2C_2C_1}s + \dfrac{2R_1 + R_2}{R_3R_2R_1C_2C_1}} \tag{6.17}$$

Comparînd cu relaţia (6.14) şi considerînd relaţiile uzuale $R_3 = 10R_2$ şi $C_1 = 10C_2$, rezultă parametrii

$$\omega_0^2 = \frac{2R_1 + R_2}{100R_1R_2^2C_2^2}, \quad A_M = 1 + \frac{R_2}{3R_1}, \quad Q = \frac{10}{31}\sqrt{\frac{2R_1 + R_2}{R_1}}$$

Pentru $a = 1$ rezultă caracteristica (6.17), inversată, adică

$$A(s)\big|_{a=1} = 1/A(s)\big|_{a=0}$$

avînd amplificarea centrală subunitară, $A_m = 1/A_M$.

Exemplu. Impunînd $A_M = 4 = 12$ dB şi $R_2 = 100$ kΩ, rezultă $R_1 = R_2/(3A_M - 3) = 11{,}1$ kΩ. Se alege $R_1 = 10$ kΩ. Rezultă $Q = 1{,}12$ şi $A_M = 4{,}3$. Condensatorul C_2 se alege ţinînd cont de frecvenţa centrală, conform relaţiei

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_0 \cdot 10R_2}\cdot\sqrt{2 + \frac{R_2}{R_1}}$$

iar $C_1 = 10C_2$. Valorile condensatoarelor pentru fiecare bandă de frecvenţe se aleg conform tabelului 6.1.

Tabelul 6.1

f_0 [Hz]	31,25	62,5	125	500	1k	2k	4k	8k	16k
C_2 [nF]	18	10	4,7	1,2	0,56	0,27	0,15	0,068	0,036

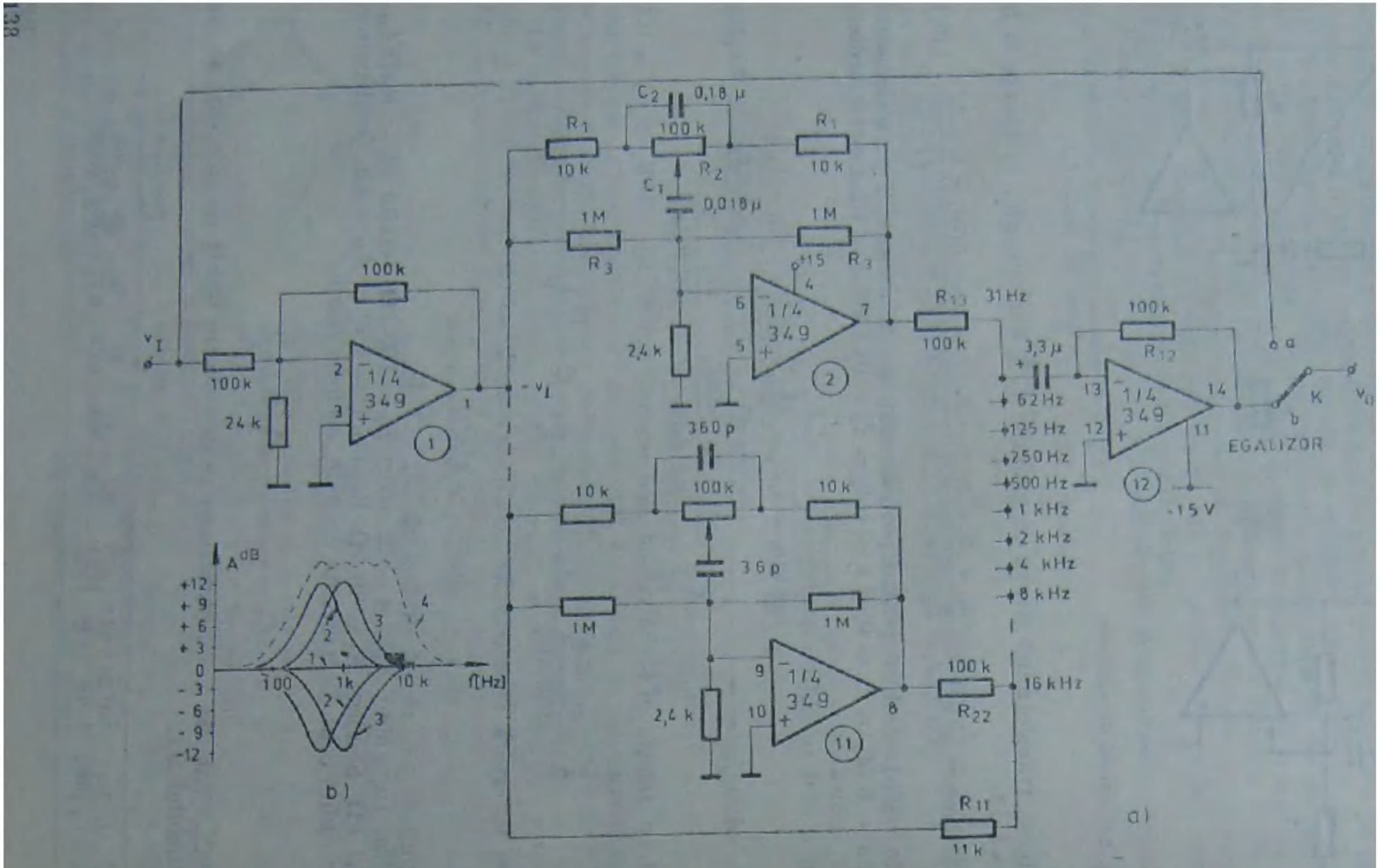


Fig. 6.11. Egalizor de octavă: a — schema electrică; b — caracteristici de frecvențe.

Schema unui astfel de egalizor pentru 10 octave este dată în figura 6.11, o instalație stereo necesitînd două astfel de circuite. Utilizînd CI LM349 care conține 4 AO, sînt necesare numai trei module integrate. AO1 este inversor și servește la adaptarea impedanțelor între circuitul preamplificator și egalizor.

Cele 10 celule de egalizare sînt dimensionate conform exemplului tratat anterior. Sumatorul cu AO12 însumează semnalele provenite de la fiecare celulă de filtrare. Valoarea rezistenței R11 se alege astfel ca în poziția mediană a tuturor cursoarelor suma rezultată la ieșire să fie egală în modul cu semnalul de intrare: $v_0 = -v_I$. Ținînd cont că inversorul cu AO1 și filtrele de egalizare pentru poziția mediană a cursoarelor au amplificarea -1, semnalul de ieșire este de forma:

$$v_O = -\left(\frac{R_{12}}{R_{13}} + \frac{R_{12}}{R_{14}} + \ldots + \frac{R_{12}}{R_{22}} - \frac{R_{12}}{R_{11}}\right) \cdot v_I$$

Pentru ca amplificarea să fie unitară rezultă condiția $R_{12}/R_{11} = 9$, adică $R_{11} = 11$ kΩ, dacă se alege $R_{13} = R_{14} = \ldots = R_{22} = R_{12} = 100$ kΩ.

Caracteristica de frecvențe este dată în figura 6.11, b pentru cîteva cazuri posibile: toate cursoarele în poziția mediană (curba 1); reglaj maxim pentru filtrul de 500 Hz, restul caracteristicilor plate (curba 2); reglaj maxim pentru 1 kHz, restul caracteristicilor plate (curba 3); reglaj maxim pentru filtrele de 500 Hz, 1 kHz, 2 kHz, 4 kHz, restul caracteristicilor plate (curba 4). Prin plasarea comutatorului K în poziția a se permite scoaterea egalizorului din circuit.

b) Un alt exemplu de filtru care se poate utiliza în construcția celulelor de egalizare este indicat în figura 6.12, a. După cum cursorul este legat la nodul 2 sau 1, rezultă o caracteristică selectivă cu accentuarea, respectiv cu dezaccentuarea frecvențelor în jurul frecvenței centrale (fig. 6.12, b). Analiza circuitului se poate face conform schemelor echivalente din figurile 6.12, c și d, rezultate printr-o transformare de tip

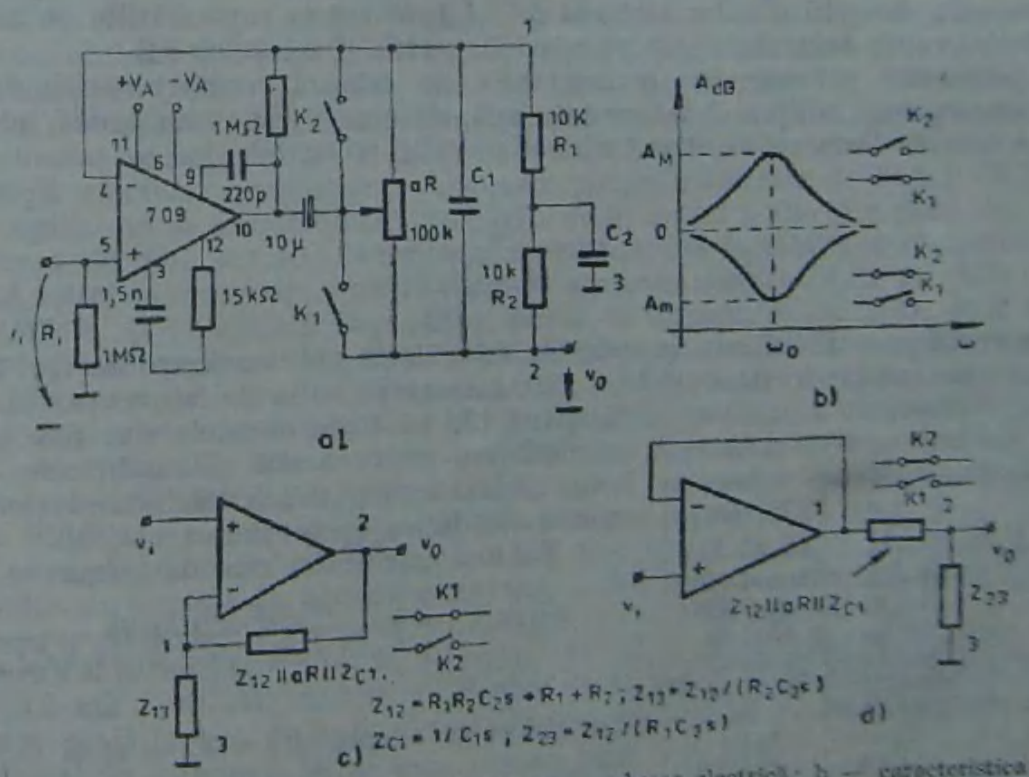


Fig. 6.12. Variantă de celulă de egalizare: a — schema electrică; b — caracteristica de frecvențe; c — schema echivalentă pentru accentuarea frecvențelor; d — schema echivalentă pentru dezaccentuarea frecvențelor.

stea-triunghi în nodurile 1, 2 și 3. În figura 6.12, c corespunzătoare caracteristicii cu accentuarea frecvențelor nu s-a indicat impedanța Z_{23} care nu contribuie la amplificare. La fel, în figura 6.12, d, corespunzătoare schemei echivalente utilizate pentru dezaccentuarea frecvențelor, nu s-a indicat impedanța echivalentă Z_{13}, care nu contribuie la amplificare. Cînd ambele comutatoare (K1 și K2) sînt conectate, circuitul funcționează ca repetor de tensiune, iar cînd ambele sînt deconectate, circuitul accentuează frecvența centrală cu amplificarea maximă. În figura 6.12 s-a notat cu aR rezistența introdusă în circuit, a fiind un coeficient subunitar, dependent de poziția cursorului potențiometrului R. F. d.t. rezultă de forma (6.14), cu $A_0 \geq 1$ sau $A_0 \leq 1$, după cum comutatoarele K1 și K2 au poziția indicată în figura 6.12, c, respectiv d.

Parametrii caracteristicii de frecvențe ai circuitului sînt:

$$\omega_0^2 = \frac{aR + R_1 + R_2}{aRR_1R_2C_1C_2} \quad a \in [0,1]$$

$$A_M = A_{0\,accent.} = 1 + \frac{aRR_2C_2}{aR(R_1 + R_2)C_1 + R_1R_2C_2}, \text{ K1 conectat}$$

$$A_m = A_{0\,deaccent.} = 1/A_M, \text{ K2 conectat} \tag{6.18}$$

$$Q = \frac{\sqrt{(aR + R_1 + R_2)aRR_1R_2C_1C_2}}{aR(R_1 + R_2)C_1 + R_1R_2C_2}$$

Se observă că modificarea valorii unor componente conduce la modificarea simultană a celor trei parametri ai caracteristicii de frecvențe. Ca urmare, pentru fiecare frecvență schema va trebui să aibă componente fixe, reglajul amplificării centrale putîndu-se face potențiometric, la ieșire.

De exemplu, pentru $C_2/C_1 = 15$, $R_1 = R_2 = 10$ kΩ și $aR = 100$ kΩ, amplificarea centrală rezultă de ±15 dB, iar factorul $Q = 1{,}2$. Valoarea capacităților se alege în funcție de frecvența centrală, conform relațiilor (6.18) și tabelului 6.2.

c) Egalizoarele utilizate în instrumentele de măsură a caracteristicii de frecvențe necesare pentru adaptarea la acustica încăperii conțin *filtre trece bandă*, acordate pe fiecare octavă. F.d.t. a acestor celule de egalizare este de forma

$$A(s) = \frac{\frac{A_0}{\omega_0 Q}s}{1 + \frac{1}{\omega_0 Q}s + \frac{1}{\omega_0^2}s^2} \tag{6.19}$$

Un filtru frecvent utilizat în construcția celulelor de egalizare de tip TB de ordinul doi este indicat în figura 6.13, a, iar caracteristica sa de frecvențe e dată în figura 6.13, b. Componentele sînt fixe, determinînd frecvența centrală și amplificarea maximă, reglajul amplificării făcîndu-se potențiometric, la ieșire (potențiometrul R5).

Tabelul 6.2

f_0 [Hz]	C_1 [nF]	C_2 [nF]
31,25	68+68	1000+1000
62,5	47+22	680+330
125	33+3,3	470+68
250	15+3,3	220+47
500	6,8+2,2	100+33
1000	2,2+2,2	68
2000	2,2	33+1
4000	1+0,1	15+2,2
8000	0,47+0,1	6,8+1,5
16000	0,22+0,068	47

F.d.t. a circuitului este de forma:

$$A(s) = \frac{sR_2R_3C_1/(R_1 + R_2)}{1 + R_1||R_2(C_1 + C_2)s + R_1||R_2R_3C_1C_2s^2} \tag{6.20}$$

De obicei se adoptă $R_1 = R_2 = R$ și $C_1 = C_2$, caz pentru care parametrii filtrului devin:

$$\omega_0 = \frac{1}{C}\sqrt{\frac{2}{RR_3}},$$

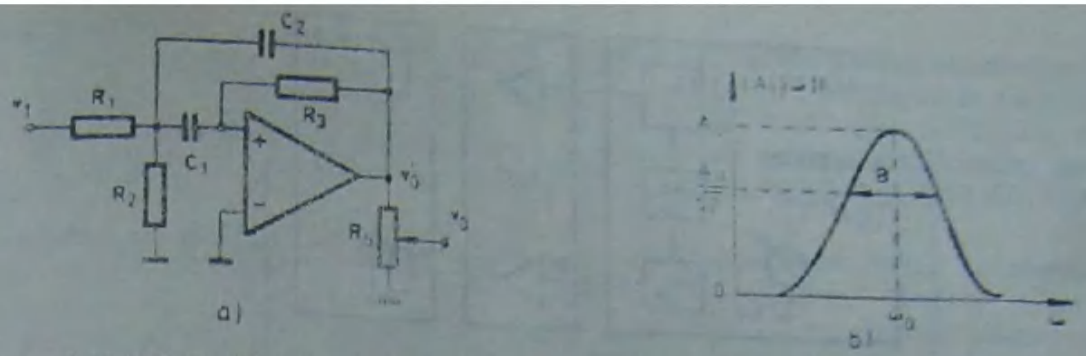


Fig. 6.13. Celulă de egalizare de tip trece bandă: a — schema de principiu; b — caracteristica de frecvenţe.

$$A_0 = \frac{R_3 C_1}{R_1(C_1 + C_2)} = \frac{R_3}{2R}, \quad C = \sqrt{\frac{R_3}{2R}} \tag{6.21}$$

Exemplu. Pentru $A_0 = 4$, $Q = 2$ şi $R_1 = R_2 = R = 120$ kΩ, rezultă $R_3 = 2A_0R_1 = 960$ kΩ, iar $C = Q/(\omega_0 A_0 R)$ se poate alege conform tabelului 6.3.

Tabelul 6.3

f_0 [Hz]	31,25	62,5	125	500	1k	2k	4k	8k	16k
C [nF]	20,8	10,4	5,2	1,3	0,64	0,32	0,16	0,082	0,041

În figura 6.14 se indică schema electrică a unui egalizor utilizat la adaptarea amplificatorului audio la acustica încăperii (fig. 6.14, c), şi modul de utilizare a lui în acest scop (fig. 6.14, a şi b). Reglajul se efectuează înlocuind semnalul audio cu zgomot roz, obţinut de la un generator de zgomot. Aplicînd acest semnal pe rînd, în fiecare celulă de egalizare, restul celulelor fiind deconectate şi măsurînd nivelul semnalului recepţionat de un microfon instalat în locul audiţiei, potenţiometrul filtrului conectat se reglează astfel încît în fiecare bandă, VUmetrul să indice acelaşi nivel. După efectuarea reglajelor, cursoarele potenţiometrelor de reglaj (R_5) rămîn fixe, iar egalizorul se introduce cu toate celulele în lanţul audio (fig. 6.14, b).

Schema electrică se referă la un canal de egalizare, o instalaţie stereofonică necesitînd două astfel de egalizoare. Cele 10 filtre de egalizare sînt realizate cu AO1 ÷ AO10 de tip βM349. AO11 asigură impedanţa dorită de intrare, în cazul de faţă de circa 100 kΩ. Semnalul prelucrat cu cele 10 filtre este însumat cu AO12. Amplificarea circuitelor de intrare şi de ieşire (cu AO11 şi AO12) se alege astfel ca să se asigure accentuarea şi dezaccentuarea frecvenţelor în jurul poziţiei mediane a cursoarelor potenţiometrelor de reglaj. Cu alte cuvinte, amplificarea fiecărei frecvenţe centrale trebuie să fie unitară cînd lucrează o singură celulă, avînd cursorul în poziţia mediană, restul celulelor fiind deconectate (poziţia OFF a comutatoarelor K2).

De exemplu, considerînd că funcţionează doar filtrul de 31,25 Hz, şi că la intrare s-a introdus un semnal de această frecvenţă, avînd valoarea efectivă de 1 V, tensiunea la ieşirea AO1 este $V_{o1} = -A_o \cdot (-R_{10}/R_1)V_i = 4 \cdot 25$ kΩ/100 kΩ = 1 V. Tensiunea la cursorul potenţiometrului R_5 de reglaj este $(R_6 \,||\, R_5/2)/[R_6 \,||\, R_5/2 + R_5/2]\,V_{o1}$, adică 3,2 kΩ/(3,2 kΩ + 10 kΩ) ≅ 0,25 V. Pentru ca la ieşire să se obţină tot 1 V, adică o tensiune egală cu cea de intrare, amplificarea circuitului cu AO12 trebuie să fie 4, aşa cum este în schema 6.14, c.

Deplasînd cursorul în poziţia superioară, la bornele sale se preia întreaga tensiune V_{o1}, astfel că la ieşire rezultă 4 V. Rezultă că în acest caz amplificarea globală este 4, adică +12 dB.

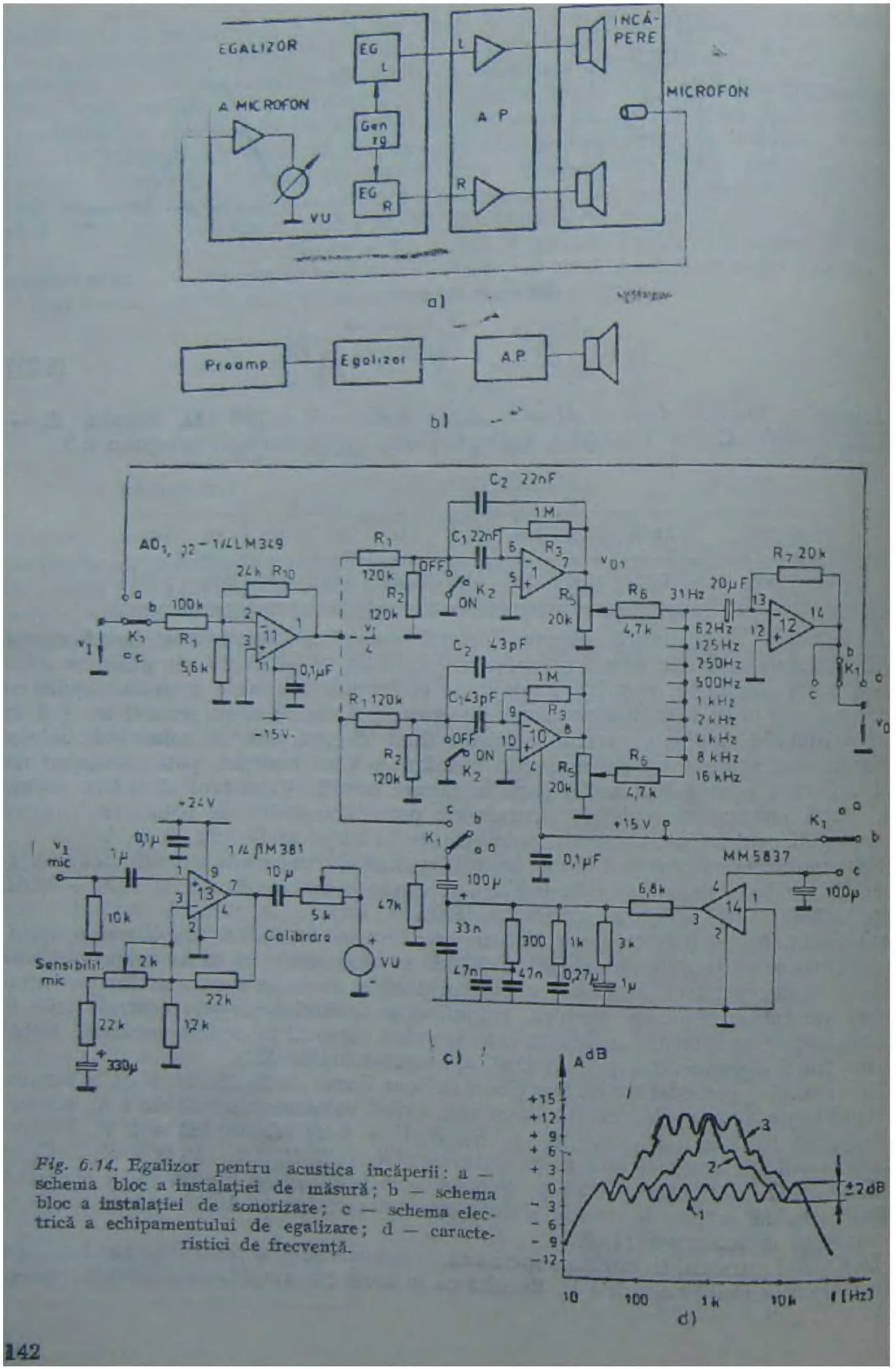


Fig. 6.14. Egalizor pentru acustica incăperii: a — schema bloc a instalației de măsură; b — schema bloc a instalației de sonorizare; c — schema electrică a echipamentului de egalizare; d — caracteristici de frecvență.

Caracteristicile posibile de frecvență depind de poziția potențiometrelor R_s de reglaj. Cîteva exemple sînt date în figura 6.14, d. Curba 1 corespunde cazului cînd toate cursoarele sînt în poziția mediană; curba 2 se referă la celula de 1 kHz reglată pentru accentuare maximă, restul celulelor fiind reglate pentru amplificarea unitară; curba 3 corespunde unor reglaje maxime pentru frecvențele de 250 Hz, 500 Hz, 1 kHz și 2 kHz.

În schema electrică din figura 6.14, c s-a indicat și generatorul de zgomot roz, realizat cu CI MM5837 (generator de semnale pseudoaleatoare binare) și un filtru RC trece — jos. Introducerea lui în circuit se realizează cu ajutorul comutatorului K1, conectat pe poziția c. Prin aceasta, circuitul se decuplează de la semnalul audio de intrare și se conectează la generatorul de zgomot.

Amplificatorul de măsură care preia semnalul de la microfon și îl amplifică în gama cerută de VUmetru este realizat cu CI de zgomot redus βM381.

Pentru realizarea unui egalizor stereo sînt necesare 8 CI: 6 buc. LM349, o buc. βM381 și o buc. MM5837.

d) În figura 6.15 se prezintă un filtru reglabil, care are un caracter selectiv de tip (6.14), sau TB de tip (6.19), în funcție de prezența semnalelor

$$v_1 = av_I,\ a \in [0,\ 1] \text{ și } v_2 = bv_I,\quad b \in [0,\ 1]$$

și de ponderea lor, dependentă de poziția potențiometrelor P_2 și P_4. În cazul general, f.d.t. a circuitului este de forma

$$A(s) = \frac{v_0(s)}{v_i(s)} = \frac{bk}{1-k} \cdot \frac{1 + sC\left(2R_6 + R_8 \| R_7 - \frac{a}{bk} \cdot \frac{R_6 R_7}{R_8 + R_7}\right) + R_6 R_8 \| R_7 C^2 s^2}{1 + sC\left(2R_6 + R_8 \| R_7 - \frac{1}{1-k} \cdot \frac{R_8 R_6}{R_8 + R_7}\right) + R_6 R_8 \| R_7 C^2 s^2} \tag{6.22}$$

unde $k = R_9/(R_8 + R_9)$, $C = C_1 = C_2$, iar $R_5 = R_6$.

1) În poziția limită de jos a cursorului potențiometrului P_2, $b = 0$ și $v_2 = 0$, circuitul are o f.d.t. de forma (6.19), adică este un FTB:

$$A(s) = \frac{-\frac{a}{1-k} \cdot CR_8 \| R_7 s}{1 + C\left(2R_8 + R_8 \| R_7 - \frac{1}{1-k} \cdot \frac{R_8^2}{R_8 + R_7}\right) s + R_6 R_8 \| R_7 C^2 s^2} \tag{6.23}$$

având parametrii

$$\omega_0 = 1/(C\sqrt{R_5 \cdot R_8 \| R_7})$$

$$A_0 = \frac{a}{3(1-k) + r(1-2k)},$$

$$r = \frac{R_8}{R_7}, \qquad k = \frac{R_9}{R_9 + R_8} \tag{6.24}$$

$$Q = \frac{\sqrt{r+1} \cdot (1-k)}{3(1-k) + r(1-2k)}$$

Alegînd de exemplu $r = 0{,}7$ și $k = 0{,}8$, rezultă $Q = 1{,}44$ iar A_0 este reglabil între 0 ($a = 0$) și

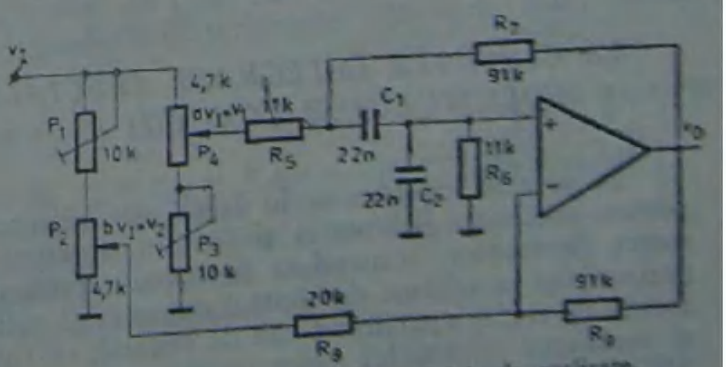


Fig. 6.15. Filtru utilizat în celulele de egalizare.

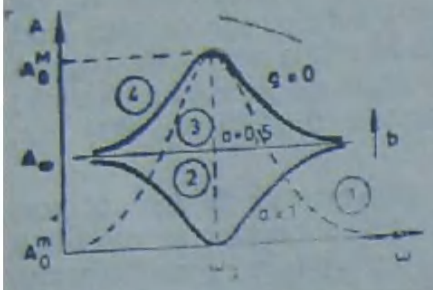


Fig. 6.16. Caracteristica de frecvențe pentru filtrul din figura 6.15.

5,5 ($a = 1$). Pentru un raport r dat, pulsația centrală depinde de constanta de timp CR_5. Caracteristica amplitudine-pulsație este curba 1 din figura 6.16.

2) Anulînd semnalul v_1, în cazul $a = 0$, rezultă un filtru selectiv de forma (6.14):

$$A(s) = \frac{kb}{1-k} \cdot \frac{1 + C(2R_5 + R_5||R_7)s + R_5 \cdot R_5||R_7 \cdot C^2 s^2}{1 + \left(C(2R_5 + R_5||R_7 - \frac{1}{1-k} \cdot \frac{R_5^2}{R_5 + R_7}\right) s + R_5 \cdot R_5||R_7 \cdot C^2 s^2} \tag{6.25}$$

$$\omega_0 = 1/(C\sqrt{R_5 \cdot R_5||R_7}; \quad A(0) = A(\infty) = kb/(1-k)$$

$$A_0 = \frac{(2r+3)kb}{3(1-k) + r(1-2k)}; \quad A_0/A(0) > 1 \tag{6.26}$$

iar Q are aceeași formă ca în relațiile (6.24).

De exemplu, pentru $k = 0{,}8$ și $r = 0{,}7$, rezultă $Q = 1{,}44$, $A_0/A(0) = 4{,}8$, iar A_0 este reglabil pînă la limita 19,5. În acest caz, amplificarea în banda laterală este 4.

3) În general, pentru o poziție oarecare a cursorului potențiometrelor P2 și P4, rezultă filtrul selectiv cu f.d.t. (6.22) și parametrii

$$A_0 = \frac{bk}{1-k} \cdot \frac{2r+3-\frac{a}{bk}}{2r+3-\frac{r}{1-k}} = A(0) \cdot \frac{2r+3-\frac{a}{A(0)(1-k)}}{2r+3-\frac{r}{1-k}} \tag{6.27}$$

ω_0 și Q fiind dați de relațiile (6.24). Amplificarea frecvențelor laterale este reglabilă cu P2, iar amplificarea la frecvența centrală cu P4, raportul $A_0/A(0)$ putînd fi subunitar sau supraunitar, în funcție de coeficientul de reglaj a. Limitele de reglaj sînt

$$A_M = A(0) \cdot \frac{2r+3}{2r+3-r/(1-k)} \text{ și } A_m = A(0) \cdot \frac{2r+3-1/(A(0)(1-k))}{2r+3-r/(1-k)}$$

De exemplu, impunînd $A(0) = 1$, $A_M = 2$ și $A_m = 0$, rezultă parametrii de circuit $r = 0{,}5$, $k = 0{,}75$ și $b = 0{,}33$. Reglînd cursorul potențiometrului P2, se obțin curbele 2, 3 și 4 (fig. 6.16) pentru $a = 1$, $a = 0{,}5$, respectiv $a = 0$.

Filtrul se poate folosi deci, atît în reglajul de sunet, cît și în construcția egalizoarelor pentru acustica încăperii.

6.3. *CIRCUITE INTEGRATE SPECIALIZATE PENTRU COMANDA VOLUMULUI ȘI TONULUI*

În prezent există o serie de CI specializate, utilizate în amplificatoarele stereo pentru comanda volumului și tonului. Configurația lor internă cuprinde potențiometre electronice, comandate în curent continuu. Aceasta permite integrarea echipamentului în scheme de control automat și evită poziționarea pe panou a unor elemente de reglaj aparținînd căii de semnal, cu toate restricțiile privitoare la topologia și ecranarea circuitului, orice cuplaj parazit putînd conduce la distorsiuni nedorite ale semnalului util.

Ca exemplu de astfel de circuite se pot cita CI A 273 D și A 274 D (de producție R.D.G.), TDA 1074 A (Philips), LM 1035 și LM 1036 (National Semiconductors) etc. În continuare se vor prezenta cîteva elemente fundamentale care stau la baza acestor circuite.

6.3.1. PRINCIPIUL POTENȚIOMETRULUI ELECTRONIC

Montajul potențiometric prezentat în figura 6.17 permite obținerea unei tensiuni v_O reglabile prin deplasarea cursorului. Aplicînd la bornele rezistorului R tensiunile v_{I1} și v_{I2} rezultă tensiunea de ieșire

$$v_O = (1 - b)v_{I2} + bv_{I1}; \quad b \in [0, 1] \tag{6.28}$$

reglabilă liniar prin modificarea poziției cursorului între valorile v_{I1} ($b = 1$) și v_{I2} ($b = 0$).

„Potențiometrul electronic" realizează funcția montajului potențiometric, deci o dependență de forma (6.28) între tensiunile de intrare v_{I1}, v_{I2} și ieșirea v_O, dar modificarea coeficientului b în scopul reglajului tensiunii de ieșire se face cu ajutorul unei tensiuni continue de comandă v_C. În vederea utilizării sale în circuite de tip amplificator sau filtru activ, la bornele de intrare sînt conectate convertoare de impedanță care asigură rezistențe de intrare foarte mari, iar la ieșire este cuplat un amplificator operațional.

Funcționarea potențiometrului electronic se bazează pe posibilitatea comenzii în tensiune a coeficientului de divizare a curentului I de polarizare, în ramurile amplificatorului diferențial (fig. 6.18). Valorile curenților de colector depind de diferența de potențial v_c la bornele de intrare ale amplificatorului, conform relațiilor

$$i_{C1} = I/\left(1 + e^{-\frac{v_c}{V_T}}\right), \quad i_{C2} = I/\left(1 + e^{\frac{v_c}{V_T}}\right) \tag{6.29}$$

unde V_T este tensiunea termică și are valoarea de 30 mV la 75°C.

Notînd cu b fracțiunea din curentul de polarizare I care este distribuită în ramura 1 a amplificatorului, în ramura a doua rezultă o fracțiune egală cu $1 - b$, adică

$$i_{C1} = bI \text{ și } i_{C2} = (1 - b)I \tag{6.30}$$

Potențiometrele electronice integrate în CI A 273 D, A 274 D și LM 1074 A au schema de principiu indicată în figura 6.19. Ele conțin două etaje diferențiale comandate în antifază de tensiunea $v_{cda} - V_{REF}$. Ieșirea potențiometrului, la colectorul tranzistorului T4 este aplicată la intrarea inversoare a unui AO. Curenții de polarizare a celor două etaje diferențiale sînt dependenți de tensiunile de intrare v_{I1} și v_{I2}, astfel că

$$I_1 \cong v_{I1}/R, \quad I_2 \cong v_{I2}/R \tag{6.31}$$

Cu ajutorul tensiunii de comandă $v_c = v_{cda} - V_{REF} = v_{cda} - V_A/2$, se modifică repartizarea curenților de polarizare în cele patru ramuri ale circuitului, cu coeficienții b ori $1 - b$, indicați în figură. Semnalele alternative de intrare v_{i1} și v_{i2} sînt centrate față de tensiunea mediană $V_A/2$, componentele totale fiind de forma

$$v_{I1} = V_A/2 + v_{i1}, \quad v_{I2} = V_A/2 + v_{i2} \tag{6.32}$$

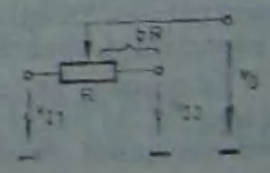


Fig. 6.17. Montaj potențiometric.

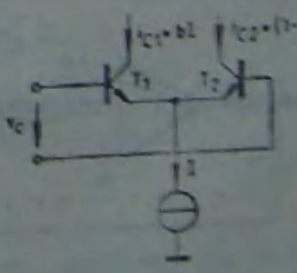


Fig. 6.18. Etaj diferențial.

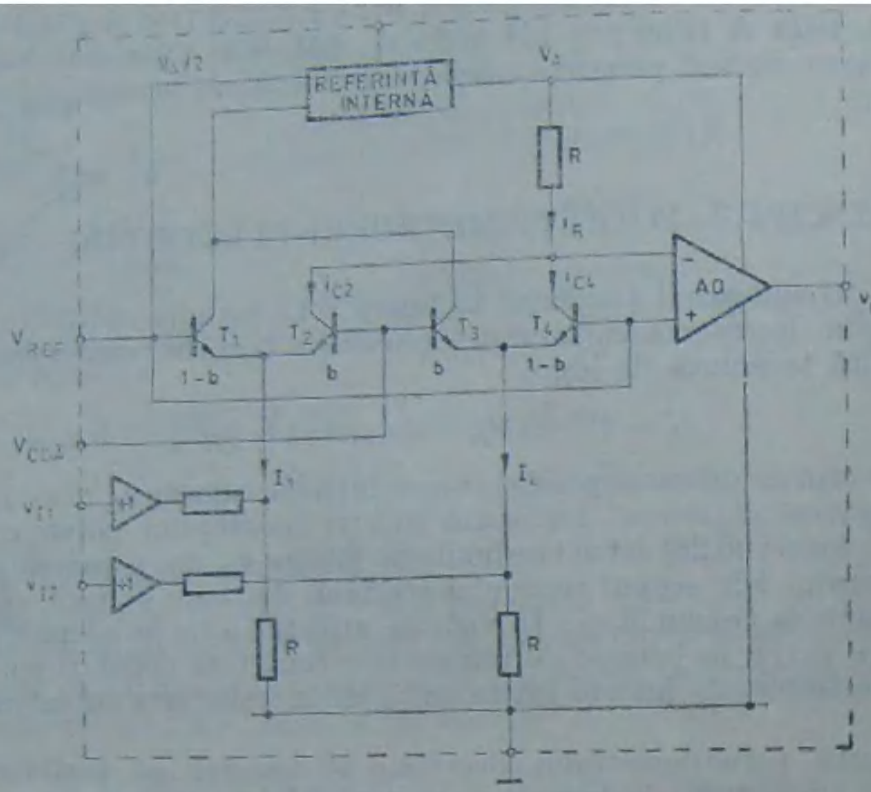


Fig. 6.19. Schema de principiu a potențiometrului electronic.

Considerînd curenții la bornele de intrare a AO final neglijabili în raport cu curentul i_R, tensiunea la borna inversoare este

$$v^- = V_A - R(i_{C2} + i_{C4}) = V_A - R[bv_{I1}/R + (1-b)v_{I2}/R],$$

sau, conform relației (6.32), rezultă

$$v^- = V_A/2 - [bv_{i1} + (1-b)v_{i2}] \tag{6.33}$$

Componenta variabilă a tensiunii v^- fiind de forma (6.28), rezultă o comportare asemănătoare montajului potențiometric, ca urmare, circuitul din figura 6.19 poate fi reprezentat simbolic prin schema din figura 6.20.

La fel ca și AO circuitul poate fi utilizat cu rețele de reacție care fixează tensiunea de ieșire v_o la valori cuprinse între limitele de saturație, domeniul fiind ceva mai mic decît tensiunea de alimentare V_A.

Un mod de realizare a reacției numai cu rezistențe este prezentat în figura 6.21. Amplificarea în tensiune a acestui montaj este dată de relația

$$A = \frac{v_o}{v_i} = \frac{b(R_1R_4 - R_2R_3) - R_4(R_1 + R_2)}{b(R_1R_4 - R_2R_3) + R_3(R_1 + R_2)} \tag{6.34}$$

care capătă următoarele valori extreme:

$$\begin{aligned} A_1 &= -R_4/R_3 \text{ pentru } b = 0 \text{ și} \\ A_2 &= -R_2/R_1 \text{ pentru } b = 1 \end{aligned} \tag{6.35}$$

În particular, dacă $R_1/R_2 = R_4/R_3$ se obține $A_2 = 1/A_1$.

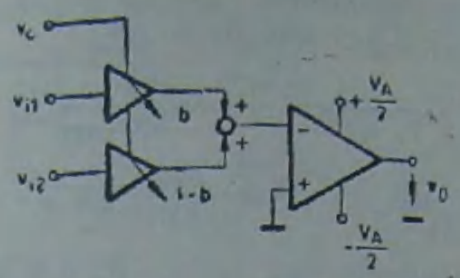


Fig. 6.20. Schema echivalentă a potențiometrului electronic din figura 6.19.

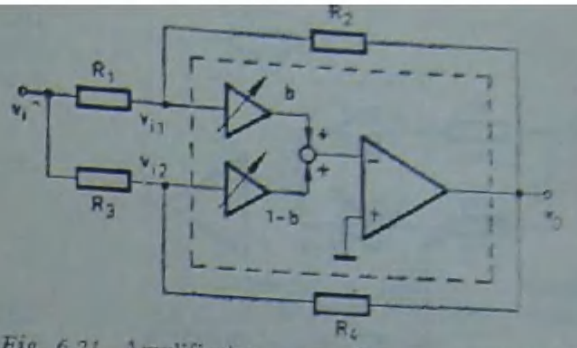


Fig. 6.21. Amplificator comandat, cu potențiometru electronic.

6.3.2. REGLAJE DE VOLUM ȘI DE TON CU POTENȚIOMETRUL ELECTRONIC

Reglajul de volum se poate realiza simplu, independent de frecvență, sau compensat, în concordanță cu curbele de sensibilitate ale urechii, rezultînd nivele de tărie constante cu frecvența.

În figura 6.22 se prezintă un exemplu de reglaj de volum, limitele de reglaj fiind fixate cu rezistențele de reacție conform relațiilor (6.35). Pentru cazul concret din figură $R_4 = 0$ și $R_3 \to \infty$, iar amplificarea de forma $bR_2/(bR_2 - R_1 - R_2)$ este reglabilă între limitele $A_1 = 0$ și $A_2 = -R_2/R_1$, pentru frecvențe mai mari ca $f_1 = 1/(2\pi R_1 C_1)$.

Pentru reglajul de volum compensat (reglaj fiziologic) se utilizează circuite cu rețele de reacție de tip RC care, simultan cu reducerea volumului, măresc nivelul amplificării la capetele benzii de frecvență. Un exemplu care se utilizează cu CI A 273 D este indicat în figura 6.23.F.d.t. a circuitului se poate determina făcînd o transformare stea-triunghi a circuitului în T, la bornele 1, 2 și 3. Rezultă limitele de reglaj

$$A(s) = -R_2/R_1, \text{ pentru } b = 1 \text{ și}$$

$$A(s) = -\frac{C_6C_5(R_6R_5 + R_6R_4 + R_5R_4)s^2 + (R_6C_5 + R_5C_5 + R_4C_5 + R_4C_6)s + 1}{R_5C_6s(R_5C_6s + 1)}$$

pentru $b = 0$, iar caracteristicile amplificare-frecvență sînt date în figura 6.24.

Exemplu. Pentru $C_5 = 2C_6 = 2C$, $R_4 = R_6 = R$, $R_5 = R_6/20$, (fig. 6.23) f.d.t. ia forma

$$A(s) = -\frac{2C^2R^2s^2 + 4RCs + 1}{R_5Cs(sRC/10 + 1)} \cong -$$

$$- \frac{(sRC/0{,}3 + 1)(sRC/1{,}7 + 1)}{R_5Cs(sRC/10 + 1)}$$

și are parametrii $f_1 \cong 0{,}3/(2\pi RC) \cong 500$ Hz, $f_2 \cong 1{,}7/(2\pi RC) \cong 3$ kHz și $f_3 \cong 10/(2\pi RC) \cong 18$ kHz; $A_1 \cong 2$, iar $A_2 \cong 13$.

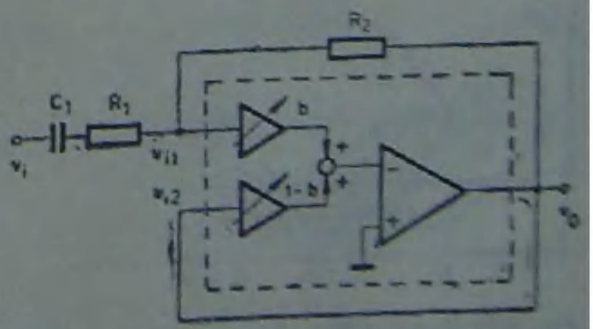


Fig. 6.22. Variantă de amplificator de curent alternativ comandat în c.c.

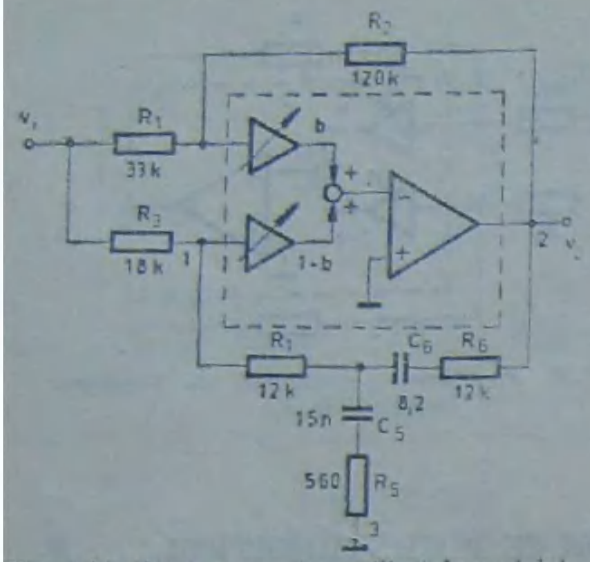


Fig. 6.23. Filtru comandat, utilizat în reglajul de volum compensat.

Alt sistem de reglaj de volum este dat în figura 6.25. În cazul reglajului simplu, comutatorul K este deconectat. Pentru frecvențe $f \geqslant 1/(2\pi R_5 C_5)$, f.d.t. este de forma

$$A = \frac{v_0}{v_i} = -\frac{br_1 + (1-b)r_2}{b(1-r_1) + (1-b)(1-r_2)},$$

$$r_1 = \frac{R_2}{R_2 + R_1}, \quad r_2 = \frac{R_4 \| R_5}{R_3 + R_4 \| R_5}$$

Limitele de comandă sînt $A_1 = -R_4 \| R_5/R_2$ pentru $b = 0$ și $A_2 = -R_2/R_1$, pentru $b = 1$.

Conectînd comutatorul K, rezultă o caracteristică de transfer care accentuează frecvențele joase și pe cele înalte, în funcție de semnalul de comandă (fig. 6.25, b).

Limitele caracteristicii de reglaj se deduc pentru valorile extreme ale parametrului b:

Pentru $b = 1$, $A = -R_2/R_1$

În cazul $b = 0$, caracteristica limită se poate reda simplificat, pe domenii ale frecvenței, ținînd cont de parametrii schemei pentru care $R_5C_5 \gg R_6C_6$. La frecvențe joase f.d.t. are forma

$$A_j(s) = -\frac{R_4(1 + R_5C_5s)}{R_2[1 + C_5(R_4 + R_5)s]}, \quad b = 0 \tag{6.36}$$

și este caracterizată de parametrii $A_M = R_4/R_2$, $f_1 = 1/(2\pi R_5C_5)$, $f_4 = 1/[2\pi(R_4 + R_5)C_5]$. Amplificarea în banda medie de frecvențe este $A_0 = (R_4 \| R_5)/R_3$.

În cazul frecvențelor înalte, limita caracteristicii de reglaj pentru $b = 0$ este de forma

$$A_s(s) = -\frac{(R_4 \| R_5)[1 + (R_5 + R_6)C_6s]}{R_2(1 + C_6R_6s)} \tag{6.37}$$

cu parametrii $A_M = (R_4 \| R_5)/(R_2 \| R_6)$, $f_2 = 1/[2\pi(R_5 + R_6)C_6]$ și $f_3 = 1/(2\pi R_6C_6)$. În banda medie

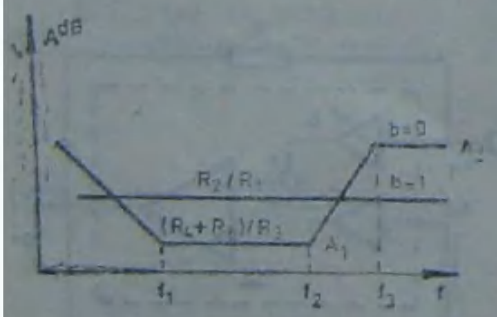


Fig. 6.24. Caracteristica de frecvențe a filtrului din figura 6.23.

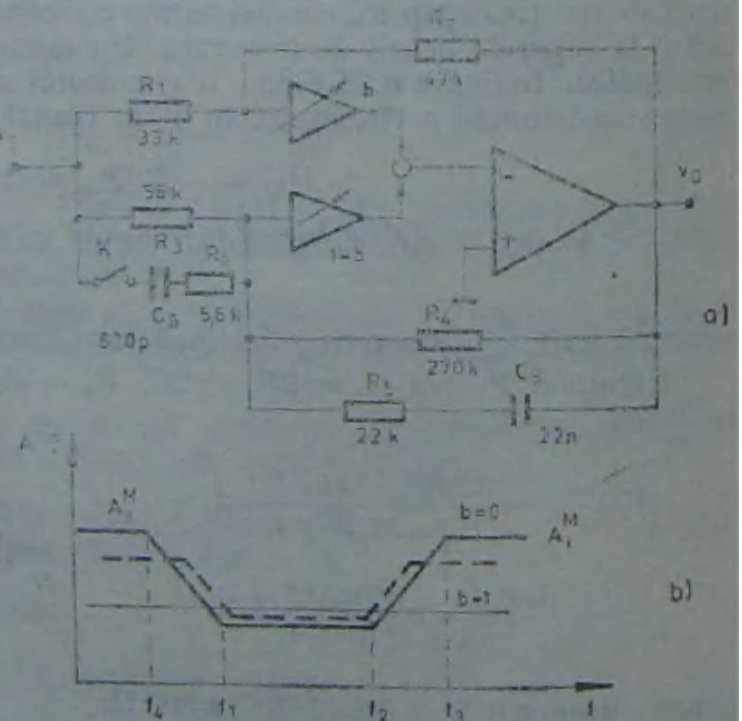


Fig. 6.25. Variantă de filtru comandat, utilizat în reglajul de volum compensat: a — schemă electrică; b — caracteristica de frecvențe.

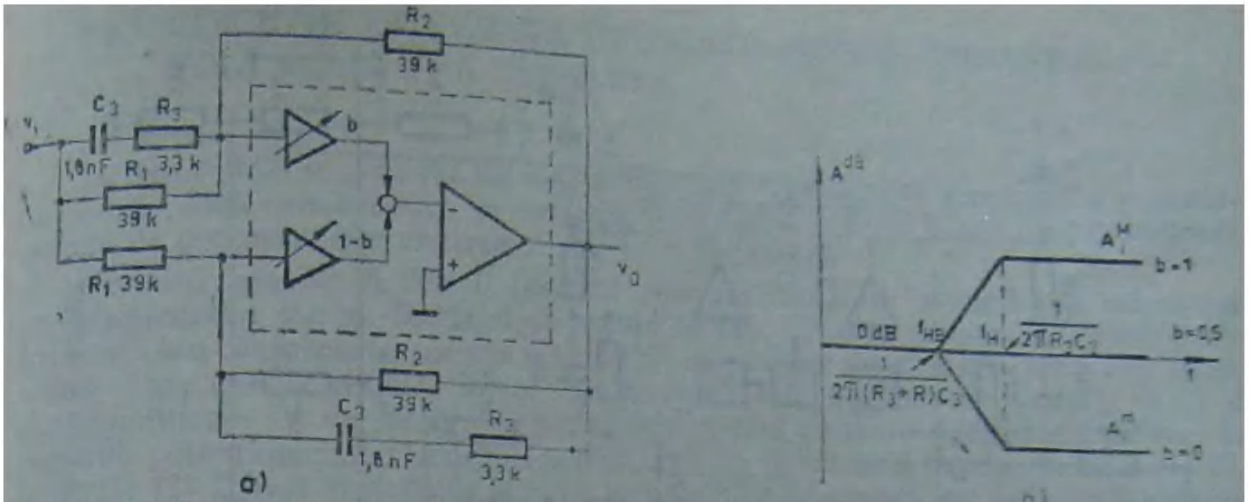


Fig. 6.26. Celulă corectoare de ton în banda de j.f.: a — schemă electrică; b — caracteristică de frecvențe.

amplificarea este $A_0 = (R_4 \,||\, R_5)/R_3$. Pentru exemplul dat rezultă $f_4 \cong 30$ Hz, $f_1 \cong 350$ Hz, $f_2 \cong 3$ kHz și $f_3 \cong 30$ kHz.

Pentru realizarea unui *filtru corector pentru frecvențe înalte* se poate utiliza schema din figura 6.26. Funcția sa de transfer este de forma

$$A(s) = -\frac{(bR + R_3)C_3 s + 1}{[(1-b)R + R_3]C_3 s + 1}, \quad R_1 = R_2 = R \tag{6.38}$$

iar amplificarea este reglabilă în limitele $A_M = 1/A_m = (1 + R_3/R)$. Frecvențele de frângere (fig. 6.26, b) sînt $f_H = 1/(2\pi R_3 C_3)$ și $f_{HB} = 1/[2\pi(R + R_3)C_3]$.

Filtrul corector pentru frecvențe joase este dat în figura 6.27, a iar limitele de reglaj ale caracteristicii de frecvențe sînt prezentate în figura 6.27, b. Funcția sa de transfer este de forma

$$A(s) = -\frac{R_1 + bR_2}{R_1 + (1-b)R_2} \cdot \frac{1 + T_z s}{1 + T_p s}, \tag{6.39}$$

unde $T_z = R_1 R_2 C_2/(R_1 + bR_2)$ și $T_p = R_1 R_2 C_2/[R_1 + (1-b)R_2]$. Caracteristica de frecvență este reglabilă între limitele $A_M = 1/A_m = 1 + R_2/R_1$, iar frecvențele de frângere sînt cuprinse în gama $f_L = 1/(2\pi R_2 C_2)$ și $f_{LB} = 1/(2\pi R_1 C_2)$. Pentru datele concrete din figurile 6.26 și 6.27 rezultă o amplificare reglabilă în limitele ± 20 dB, iar $f_H \cong 27$ kHz, $f_{HB} \cong 2{,}1$ kHz, $f_{LB} \cong 400$ Hz și $f_L \cong 27$ Hz.

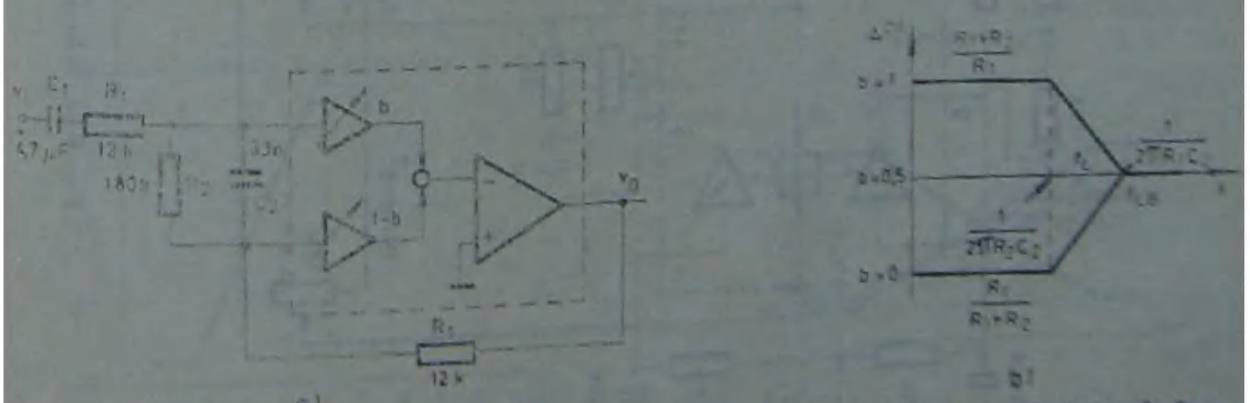


Fig. 6.27. Celulă corectoare de ton în banda de j.f.: a — schemă electrică; b — caracteristica de frecvențe.

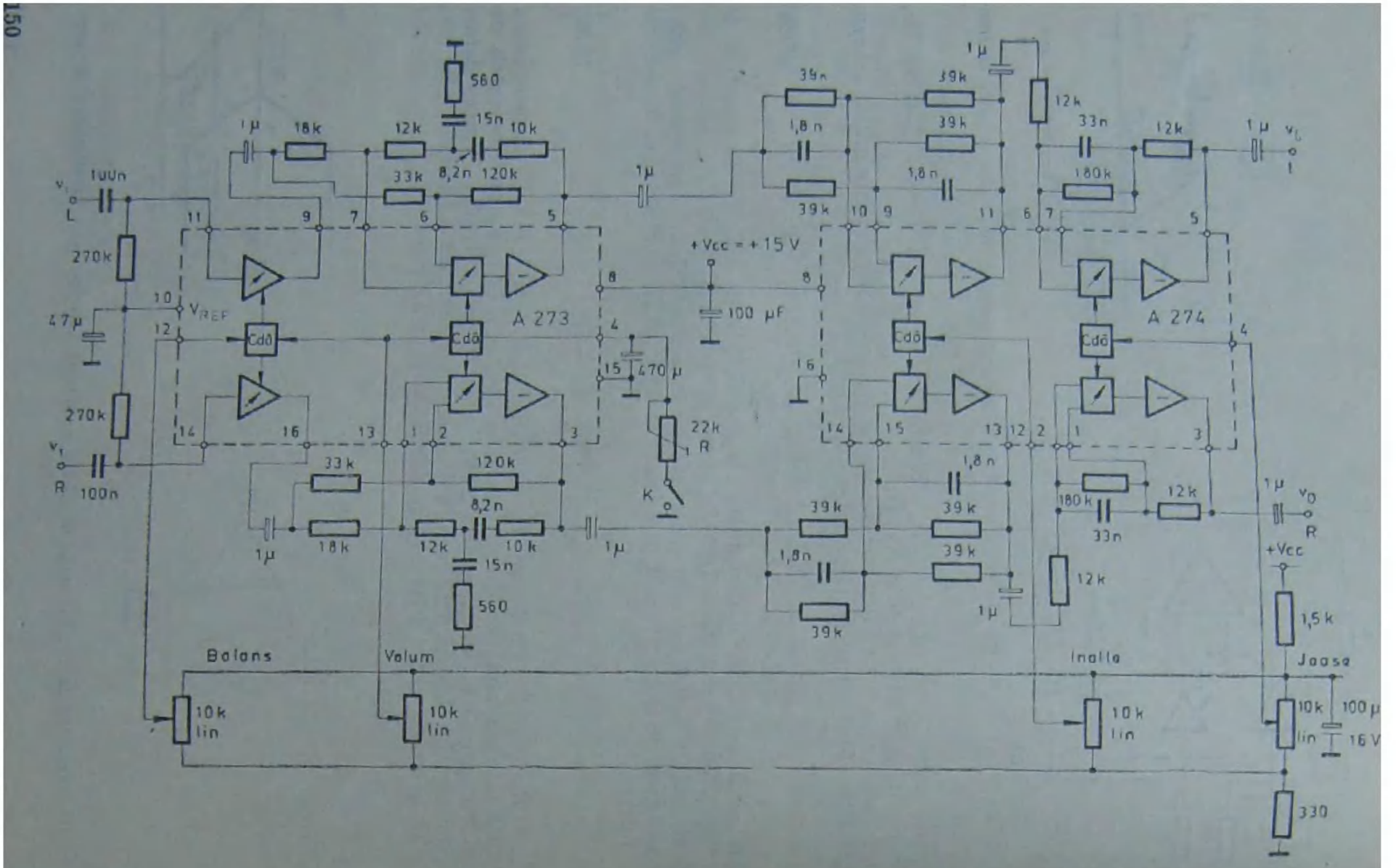


Fig. 6.28. Schema electronică pentru comanda volumului și a tonului cu CI A273D și A274D.

6.3.3. CIRCUITE INTEGRATE UTILIZATE PENTRU COMANDA VOLUMULUI ŞI A TONULUI.

În figura 6.28 se prezintă un sistem electronic de comandă simultană a semnalului pe cele două canale stereo cu *circuitele A 274 D* şi *A 273 D*, care conţin integrate perechi de potenţiometre electronice simetrice şi identice.

Circuitul integrat A 273 D permite comanda în c.c. a volumului şi balansului amplificatoarelor stereo. Reglajul de volum se poate realiza simplu, independent de frecvenţă sau compensat, conform schemei de montaj din figura 6.28, care a fost analizată în figurile 6.22 şi 6.23. Semnalele de intrare se aplică la terminalele 11 şi 14 şi sînt amplificate cu un factor dependent de semnalul continuu de comandă obţinut la cursorul potenţiometrelor externe pentru reglajul de volum şi balans (terminalele 13, respectiv 12). Caracteristicile de reglaj a volumului şi balansului sînt indicate în figurile 6.29, respectiv 6.30. Cînd tensiunea de comandă la terminalul 13 variază între +1 şi +9 V amplificarea totală a circuitului (V_5/V_{11} şi V_3/V_{14}) variază între circa −70 dB şi + 20 dB. Balansul se comandă la terminalul 12 cu tensiuni între 2 şi 9 V, care modifică amplificarea pe ambele canale în limitele ±20 dB.

Reglajul compensat se realizează cu potenţiometre electronice şi AO accesibile la terminalele 1, 2, 3, respectiv 6, 7, 5. În caz că este necesară compensarea se cuplează comutatorul K (fig. 6.28) care, prin conectarea rezistenţei R la masă permite modificarea caracteristicii de frecvenţă sub acţiunea tensiunii de comandă V_{13} în limitele indicate în figura 6.24.

Circuitul A 274 D conţine patru potenţiometre electronice comandate două cîte două în c.c. Este utilizat la reglajul tonului, separat, pentru frecvenţe joase şi înalte, conform schemei din figura 6.28, concepută pe baza schemelor de principiu din figurile 6.26 şi 6.27. Tensiunile de comandă se aplică la terminalele 12 pentru frecvenţe înalte şi 4, pentru frecvenţele joase. Modificînd comanda în limitele +1 şi +10 V, amplificarea variază faţă de amplificarea în banda medie A_0, considerată la 1 kHz, cu circa ±20 dB. Datele de catalog indică de exemplu pentru frecvenţe joase (la 40 Hz) un domeniu de reglaj în jurul lui A_0 de +17 dB şi −19 dB, iar pentru frecvenţele înalte, la 15 kHz, limitele +16,8 dB şi −16,5 dB.

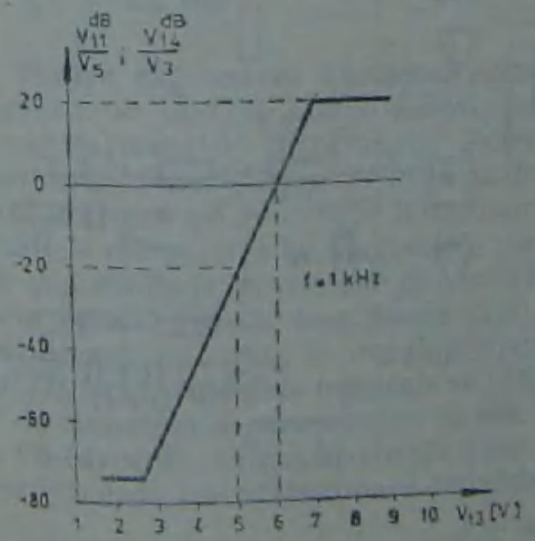


Fig. 6.29. Caracteristica de comandă a CI A273D.

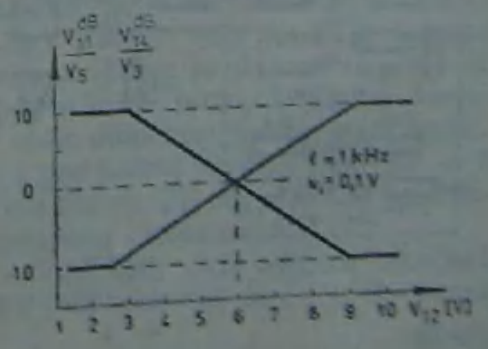


Fig. 6.30. Caracteristica de reglaj a balansului.

Dintre prescripțiile de utilizare se amintesc cele referitoare la necesitatea decuplării terminalelor de comandă cu condensatoare de 100 ... 470 μF, precum și la stabilizarea tensiunii de alimentare, cuprinsă între 13,5 și 16,5 V. Semnalele de intrare v_{iL} și v_{iR} vor avea valoarea limită efectivă de 1 V, valoarea uzuală recomandată fiind de 0,1 V. Ieșirile trebuie încărcate cît mai puțin capacitiv pentru evitarea intrării în oscilație. Rezistența minimă de sarcină este 4,7 kΩ. Consumul de curent este de 26,5 mA la $V_A = 15$ V și $f = 1$ kHz.

Circuitul TDA 1074 A conține patru potențiometre electronice și are o configurație asemănătoare cu CI A 274 D. Alimentat cu 20 V operează cu tensiuni de intrare de cel mult 6 V_{ef} și poate furniza tensiuni de ieșire de maxim 6 V_{ef}. Tensiunea de comandă poate varia în gama ±250 mV față de tensiunea de referință $V_{REF} = V_A/2$.

În figura 6.31 este indicat montajul pentru reglarea volumului și a balansului, iar în figura 6.32 se prezintă circuitul pentru reglajul de ton. El permite comanda amplificării componentelor de frecvență joasă și a celor de frecvență înaltă în limita de ±20 dB față de amplificarea în banda medie, considerată la 1 kHz.

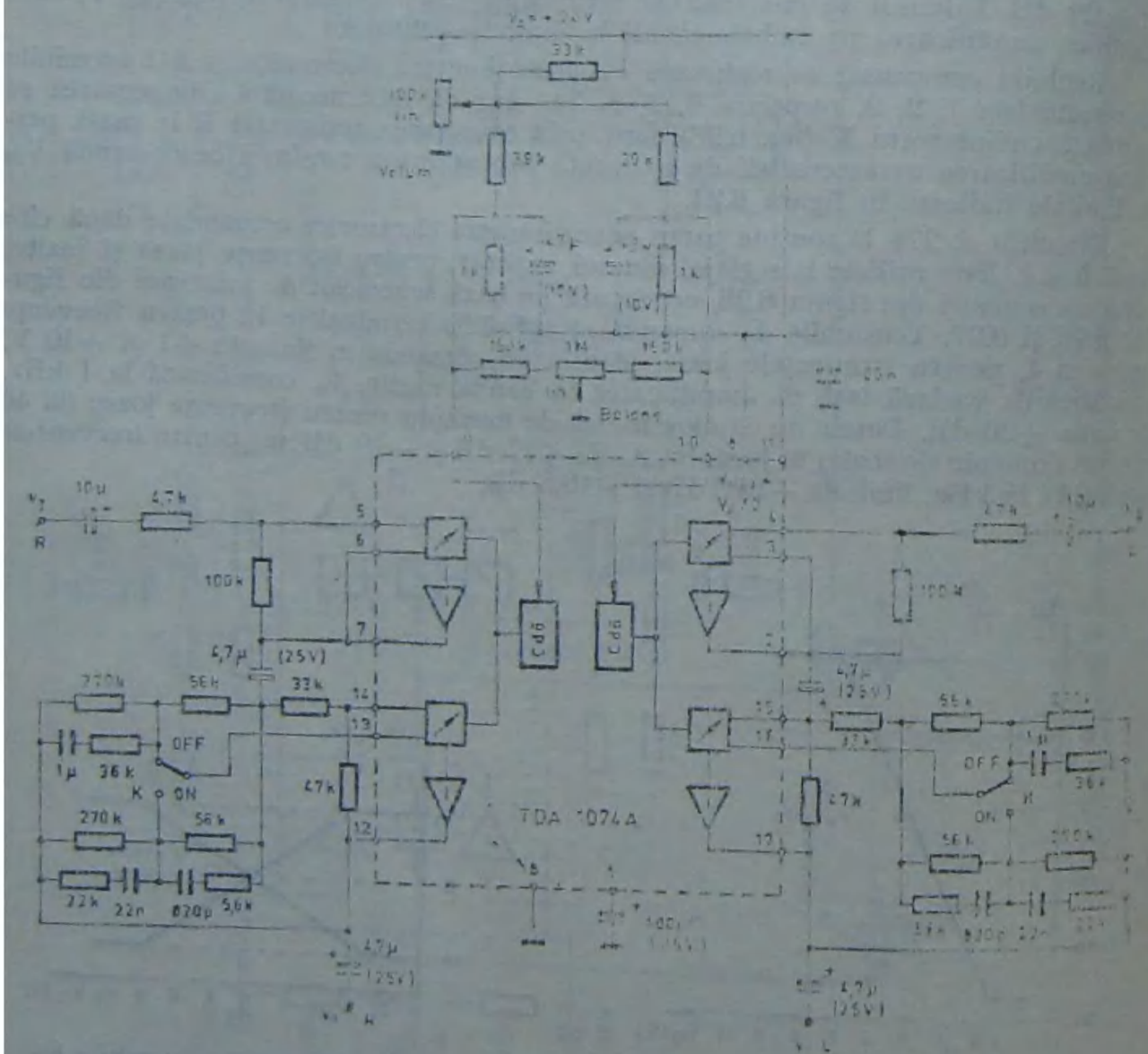


Fig. 6.31. Schema pentru reglajul volumului și a balansului cu CI TDA 1074A.

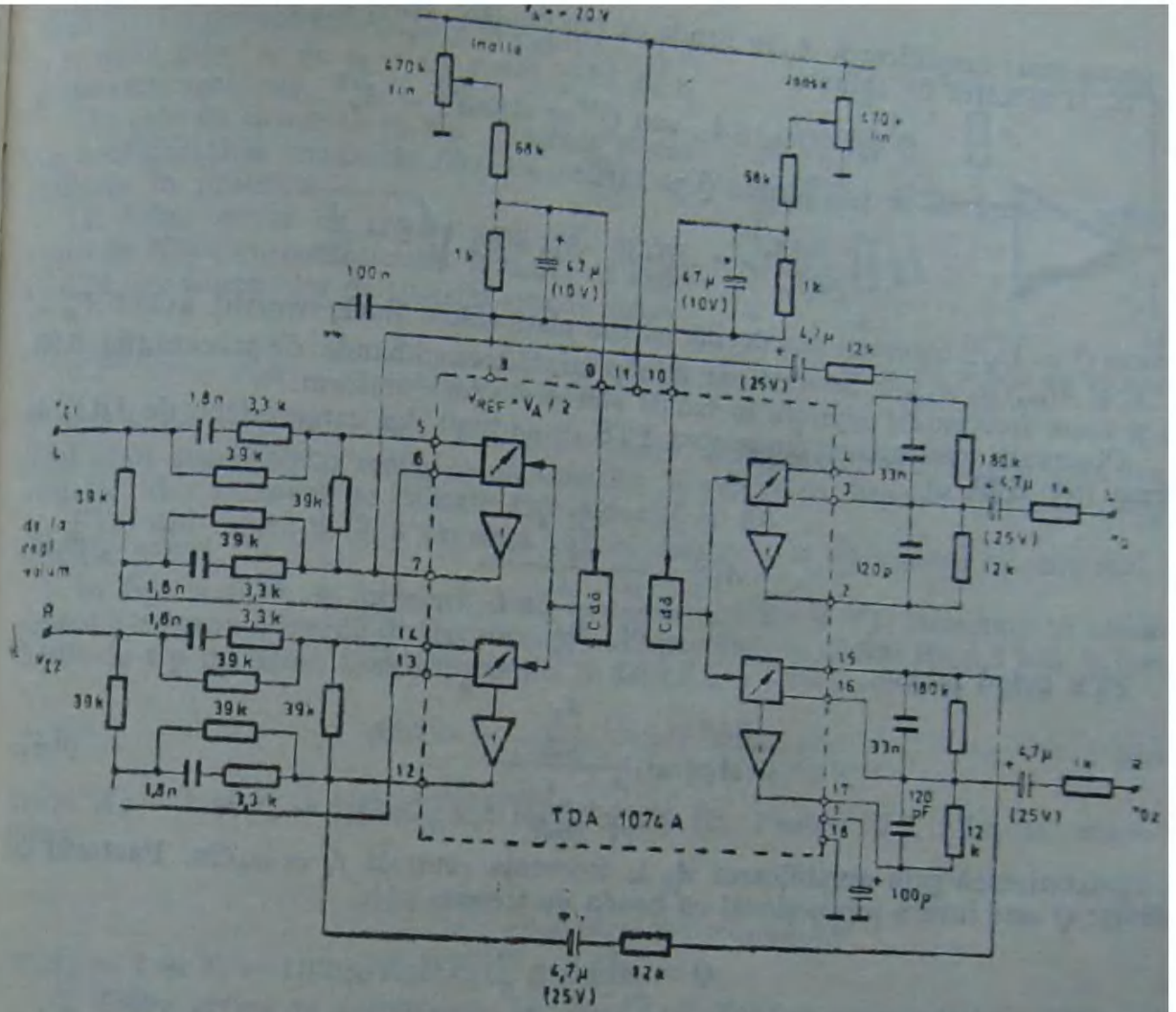


Fig. 6.32. Reglaj de ton cu CI TDA 1074A.

6.4. FILTRE

Pentru suprimarea anumitor zgomote de înaltă sau joasă frecvență sau pentru obținerea de diverse efecte sonore prin selectarea anumitor armonici se utilizează diverse variante de filtre audio. Filtrele *trece sus* (TS) suprimă zgomotele mecanismelor de antrenare, zgomote externe diverse și împiedică oscilațiile libere ale membranei difuzorului pe frecvențe infrasonore (0,5 – 2 Hz). Filtrele *trece jos* (TJ) elimină zgomotele de pe banda magnetică, pocnituri, sunete stridente în domeniul peste 10 kHz sau sunetele provenind din interferența cu posturile de radio. Utilizate concomitent rezultă filtrele *trece bandă* (TB) care reduc mult domeniul frecvențelor audio. Se utilizează mai mult în instalațiile audio destinate prelucrării vorbirii (300 Hz – 3 kHz). În echipamentele muzicale se utilizează frecvent filtrele TB cu, sau fără posibilități de comandă a parametrilor și sînt destinate diverselor efecte sonore.

Constructiv, cele mai simple apar filtrele de ordinul doi, care asigură totodată și performanțe corespunzătoare cerințelor impuse. FTJ de acest tip au f.d.t. de forma

$$A(s) = \frac{A_0}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{s}{\omega_0 Q} + 1} \qquad (6.40)$$

cu parametrii: amplificarea A_0 în banda de trecere (fig. 6.33, a), pulsația caracteristică ω_0 și factorul de calitate

$$Q = |A(j\omega_0)|/A_0, \text{ sau } Q^{dB} = A(\omega_0)^{dB} - A_0^{dB}$$

Funcția prezintă un maxim pentru $Q > 1/\sqrt{2}$:

$$A_M = \frac{2Q^2A_0}{\sqrt{4Q^2-1}} = A(\omega_M), \quad \omega_M = \omega_0\sqrt{1-\frac{1}{2Q^2}}$$

Pentru $Q = 1/\sqrt{2}$ caracteristica devine maxim plată (filtru Butherworth) avînd $A_M = A_0$ și $A(\omega_0) = A_0/\sqrt{2}$. În acest caz, ω_0 reprezintă tocmai banda de trecere (fig. 6.33, b) și toate frecvențele cuprinse în bandă sînt prelucrate uniform.

Observații analoage se fac asupra FTS de ordinul doi caracterizat de f.d.t. de forma (fig. 6.33, c):

$$A(s) = \frac{\frac{A_0}{\omega_0^2}s^2}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{s}{\omega_0 Q} + 1}. \tag{6.41}$$

FTB avînd f.d.t.

$$A(s) = \frac{\frac{A_0 s}{\omega_0 Q}}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{s}{\omega_0 Q} + 1} \tag{6.42}$$

se caracterizează prin amplificarea A_0 la frecvența centrală $f_0 = \omega_0/2\pi$. Factorul de calitate Q este invers proporțional cu banda de trecere

$$Q = \frac{\omega_0}{\omega_2 - \omega_1} = \frac{\omega_0}{B}$$

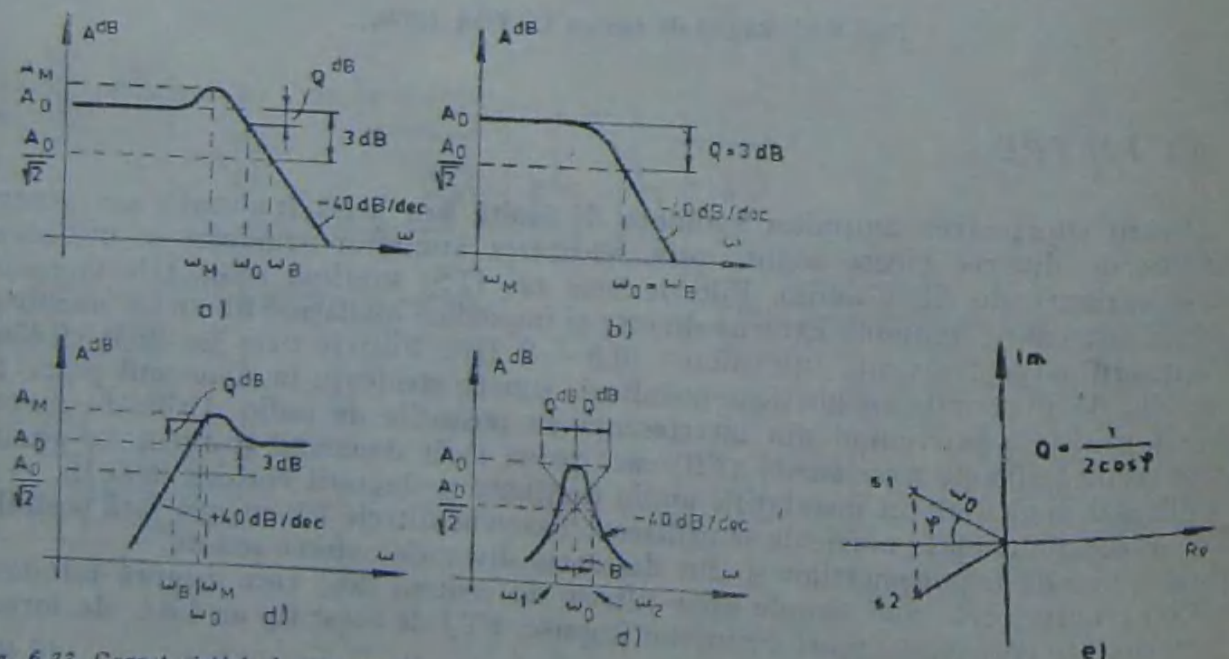


Fig. 6.33. Caracteristici și parametri pentru diverse filtre: a — filtru TJ; b — Filtru TJ cu caracteristica maxim plată; c — filtru TS; d — Filtru TB; e — interpretarea parametrilor Q și ω_0 în planul rădăcinilor.

Semnificația parametrilor apare în figurile 6.33, d și e, unde prin s_1 și s_2 s-au notat polii f.d.t. prezentate mai sus.

În cele ce urmează se vor prezenta cîteva din configurațiile uzuale de filtre de ordinul doi utilizate în practică.

1. *Filtre active cu reacție multiplă.* Aceste tipuri de filtre au configurația indicată în figura 6.34, iar funcția lor de transfer este de forma

$$A(s) = -\frac{Y_1 Y_3}{Y_5(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_3 Y_4}, \quad (6.43)$$

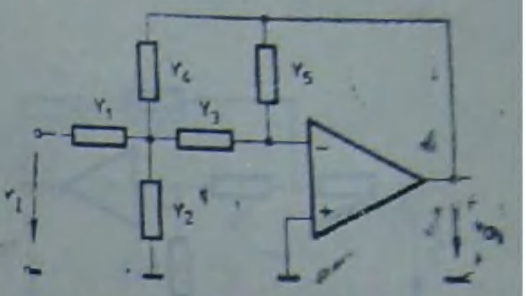


Fig. 6.34. Filtru de ordinul doi cu reacție multiplă.

Y fiind admitanța de transfer a rețelelor pasive. Configurațiile sînt simple și au avantajul unor sensibilități reduse a parametrilor în raport cu dispersia valorilor componentelor, dar factorul de calitate este redus ($Q < 10$).

FTB din figura 6.13, a prezintă această configurație. Parametrii săi sînt dați de relațiile (6.21).

În figura 6.35, se prezintă două filtre, de tip TS și TJ, conectate în cascadă pentru a asigura o bandă de trecere cuprinsă între limitele de 300 Hz și 3 kHz în instalațiile de tip interfon. Conform relației (6.43) f.d.t. a FTS rezultă de forma

$$A(s) = -\frac{(R_1 \| R_3) R_2 C^2 s^2}{1 + 2C_1 R_2 \| R_3 s + R_1 \| R_3 R_2 C^2 s^2} \quad (6.44)$$

avînd $A_0 = 1$ și $f_0 = 1/(2\pi C\sqrt{R_1 \| R_3 R_2}) \cong 300$ Hz. Pentru FTJ, f.d.t. se aduce la forma

$$A(s) = -\frac{1}{1 + C_6(R_5 + R_7)s + C_6 C_5 R_5 R_7 s^2} \quad (6.45)$$

cu $A_0 = 1$ și $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{R_5 R_7 C_5 C_6}) \cong 3$ kHz.

2. *Filtre active cu amplificator cu cîștig finit.* Schema unui astfel de filtru este dată în figura 6.36 iar f.d.t. este

$$A(s) = \frac{kY_1 Y_2}{Y_4(Y_1 + Y_2 + Y_3) + [Y_1 + (1-k)Y_2]Y_3} \quad (6.46)$$

În figura 6.37 este dat un exemplu cu AO neinversor avînd amplificarea $k = 1 + R_6/R_5$ și f.d.t.

$$A(s) = \frac{shC_2 R_3 R_4/(R_1 + R_2)}{1 + [R_4 C_4 + R_1 \| R_2 C_3 + R_4 C_3)(R_2 + (1-k)R_1)/(R_1 + R_2)]s + R_4 R_1 \| R_2 C_3 C_4 s^2}$$

TS - 300 Hz

TJ - 3 kHz

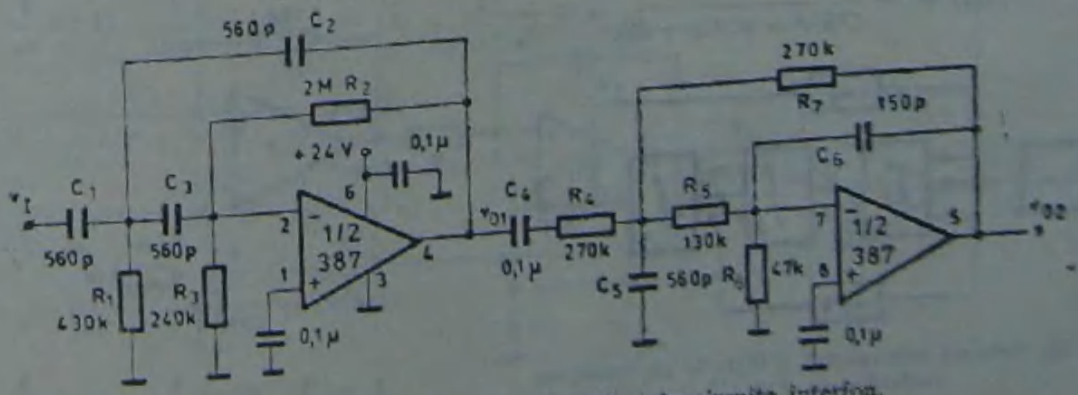


Fig. 6.35. Filtru trece bandă utilizat în circuite interfon.

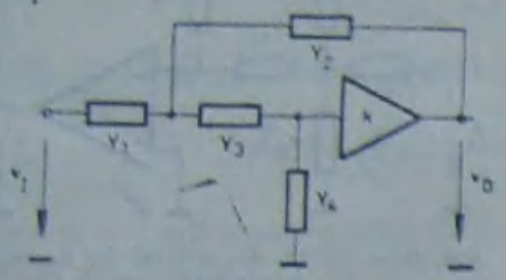


Fig. 6.36. Filtru de ordinul doi cu amplificator cu cîştig finit.

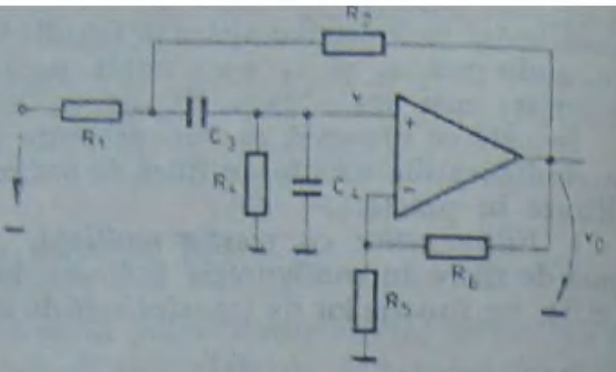


Fig. 6.37. FTB cu amplificator cu cîştig finit.

Circuitul reprezintă un caz particular al filtrului din figura 6.15. Schema asigură sensibilităţi mici, dar factori de calitate reduşi.

3. *Filtrul bazat pe modelarea analogică a ecuaţiei intrare-ieşire.* F.d.t. (6.40) corespunde unei relaţii intrare-ieşire de forma:

$$\frac{d^2v_e}{dt^2} + \frac{\omega_0}{Q} \cdot \frac{dv_e}{dt} + \omega_0^2 v_e = A_0\omega_0^2 v_i \tag{6.47}$$

Introducerea variabilelor de stare

$$v_{e1} = \frac{dv_e}{dt} \; ; \quad v_{e2} = \frac{dv_{e1}}{dt} = A_0\omega_0^2 v_i - \omega_0^2 v_e - \frac{\omega_0}{Q} v_{e1}$$

conduce la relaţiile

$$v_e = \int v_{e1}dt \text{ şi } v_{e1} = \int v_{e2}dt$$

care permit implementarea circuitului cu două integratoare şi un sumator, conform schemei de principiu din figura 6.38. Pentru realizarea acestora se poate utiliza AO. Integratoarele cu AO inversează semnalul pe care-l primesc la intrare, iar sumatorul trebuie să asigure semnul dorit şi ponderea corespunzătoare a semnalelor însumate. Rezultă filtre inversoare (pentru semnalul v_e) sau neinversoare conform schemelor din figurile 6.39 şi 6.40. Schemele permit *realizarea simultană a unor caracteristici de transfer de tip TJ, TS sau TB* după cum semnalul de ieşire este v_e, v_{e2} sau v_{e1}, conferind circuitului caracterul de *filtru universal.*

Filtrul din figura 6.39 este realizat cu componente discrete şi AO, şi prezintă următoarele f.d.t.:

$$A_{TJ}(s) = -\frac{1}{C^2R^2s^2 + 3CRas + 1}, \quad a = \frac{R_4}{R_4 + R_5}, \quad A_0 = 1, \quad \omega_0 = \frac{1}{CR}, \quad Q = \frac{1}{3a}$$

$$A(s)_{TB} = \frac{CRs}{C^2R^2s^2 + 3CRas + 1},$$

$$A_0 = \frac{1}{3a}, \quad Q = \frac{1}{3a}, \quad \omega_0 = \frac{1}{CR}$$

$$A(s)_{TS} = \frac{-C^2R^2s^2}{C^2R^2s^2 + 3CRas + 1},$$

$$A_0 = 1, \quad Q = \frac{1}{3a}, \quad \omega_0 = \frac{1}{CR}$$

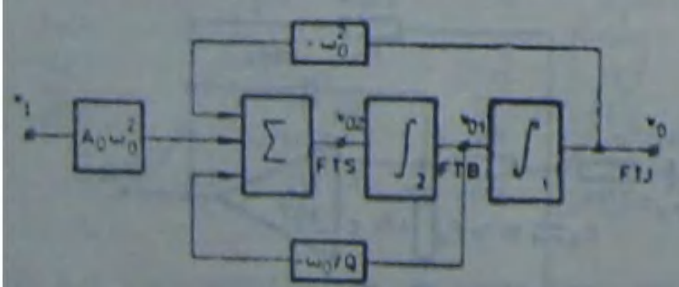


Fig. 6.38. Schema echivalentă a filtrului universal cu variabile de stare.

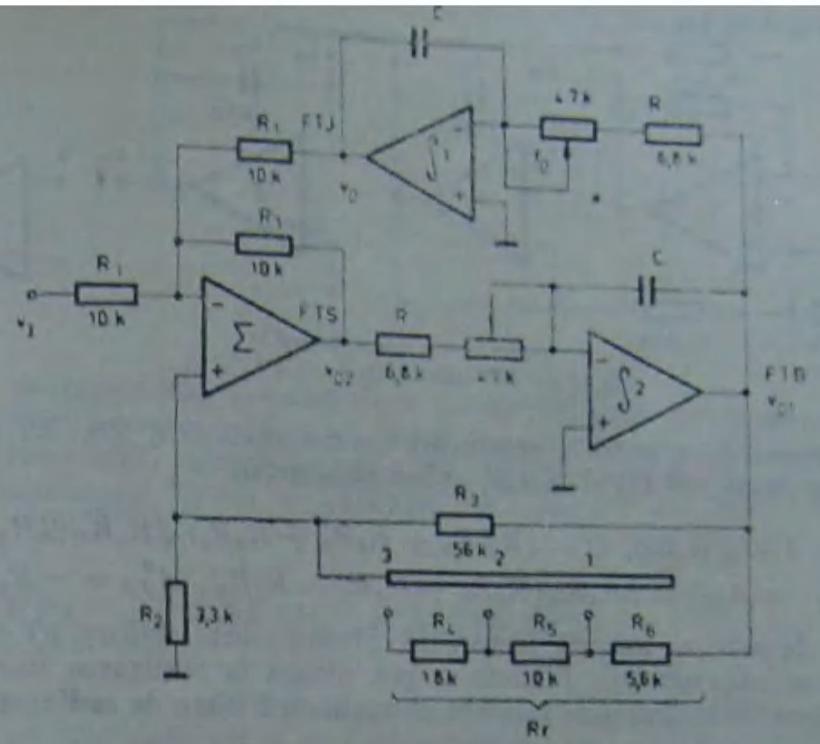


Fig. 6.39. Filtru universal cu AO.

Analizînd schema se observă că pulsaţia ω_0 poate fi reglată în raportul 1/8 cu potenţiometrul R, iar factorul de calitate se reglează în trepte prin introducerea rezistenţelor R4, R5 şi R6 în paralel cu R3 în circuitul divizor, la intrarea neinversoare a sumatorului cu AO.

Pentru realizarea acestor tipuri de filtre există şi CI monolitice sau hibride numite *filtre universale* care conţin cele trei blocuri funcţionale, necesare acestor configuraţii.

Filtrul neinversor din figura 6.40 este realizat cu filtrul universal integrat H 952 (ICCE-Bucureşti) sau echivalentul său UAF 41 (Burr-Brown) prezentat în figura 6.41.

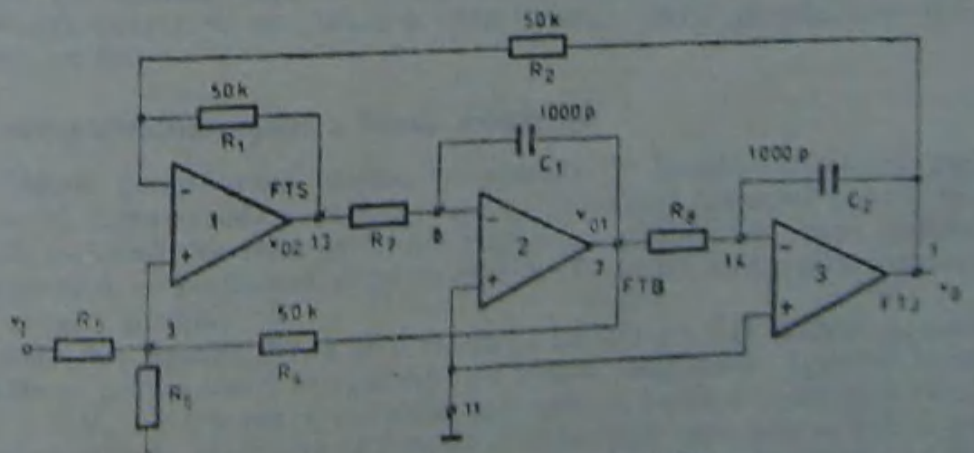


Fig. 6.40. Filtru universal cu CI UAF41.

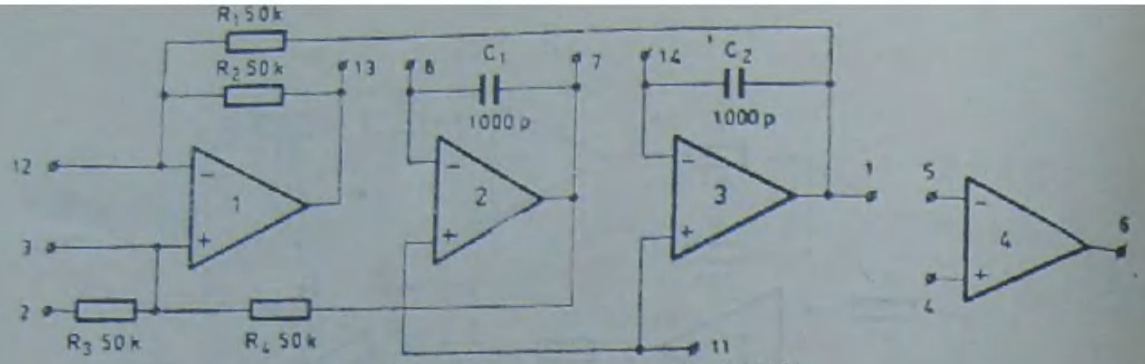


Fig. 6.41. Schema internă a CI UAF41.

plasînd în exterior doar patru componente: rezistențele R5, R6, R7 și R8. Rezultă f.d.t. de forma (6.40), (6.41) și (6.42), avînd parametrii

$$\omega_0 = 1/(C\sqrt{R_7R_8}),\quad Q = (R_5R_6 + R_4R_6 + R_5R_4)\sqrt{R_7R_8}/(2R_5R_6R_8)$$

$$A_{0TS} = A_{0TJ} = 2R_4R_6/(R_5R_6 + R_4R_6 + R_5R_4),\quad A^0_{TB} = -R_4/R_5.$$

Schemele de mai sus asigură factori de calitate foarte ridicați ($Q < 300$) și sensibilități reduse a parametrilor. Filtrele se pot utiliza la realizarea unor benzi foarte înguste de trecere. Prin legare în cascadă se realizează filtre de ordin ridicat.

7. EXEMPLE DE AMPLIFICATOARE DE AUDIOFRECVENȚĂ

În lanțul electroacustic, pornind de la traductor (sursa de program sonor) pînă la sistemul acustic de redare (difuzor), semnalul electric este prelucrat în amplificatorul de audiofrecvență. Amplificatorul de audiofrecvență este compus în principiu dintr-un preamplificator și un amplificator de putere.

7.1. *EXEMPLE DE PREAMPLIFICATOARE*

Preamplificatorul are rolul de a transmite semnalele provenite de la sursa de program (atît pe cele slabe cît și pe cele puternice) spre amplificatorul de putere, la un nivel cerut de acesta, de obicei de la cîteva sute de milivolți pînă la cîțiva volți. În același timp, în preamplificator sînt prevăzute rețele care modifică amplificarea semnalului în funcție de frecvența sa, cum ar fi: circuite de corecție pentru banda magnetică sau pentru disc, circuite pentru reglajul tonalității, egalizoare, circuite pentru reglajul volumului compensat etc.

7.1.1. PREAMPLIFICATOARE CU CORECȚIA CARACTERISTICII DE FRECVENȚĂ A SURSEI PROGRAM

În procesul de înregistrare a semnalelor sonore, pe disc sau pe bandă magnetică se aplică unele corecții ale caracteristicii de frecvență după norme bine stabilite (RIAA, NAB, DIN, CEI, CCIR etc). La redare, caractristica de frecvență trebuie reprodusă invers (în oglindă) față de caracteristica de înregistrare astfel încît în procesul de înregistrare-redare să se obțină o caracteristică plată (amplificarea constantă în toată gama audio).

a) **Preamplificatoare pentru banda magnetică**

La redarea programelor sonore înregistrate pe banda maguetică (magnetofon sau casetofon), caracteristica de frecvențe a preamplificatorului trebuie să fie cărătoare odată cu creșterea frecvenței semnalului înregistrat. De obicei înregistrările pe bandă magnetică se realizează după norme NAB, astfel încît redarea trebuie făcută tot după aceste norme.

Circuitele din figurile 7.1, a și b realizate cu AO βA 741 satisfac această cerință pentru redarea programelor înregistrate pe banda magnetică. Aplicînd la intrare un semnal de 1 mV_{ef} cu frecvență variabilă se obține la ieșire o tensiune a cărei valoare efectivă este puternic căzătoare în funcție de frecvență, așa cum se indică prin valori numerice în figură pentru 40 Hz și 20 kHz, respectiv pentru 50 Hz și 12 kHz. Circui-

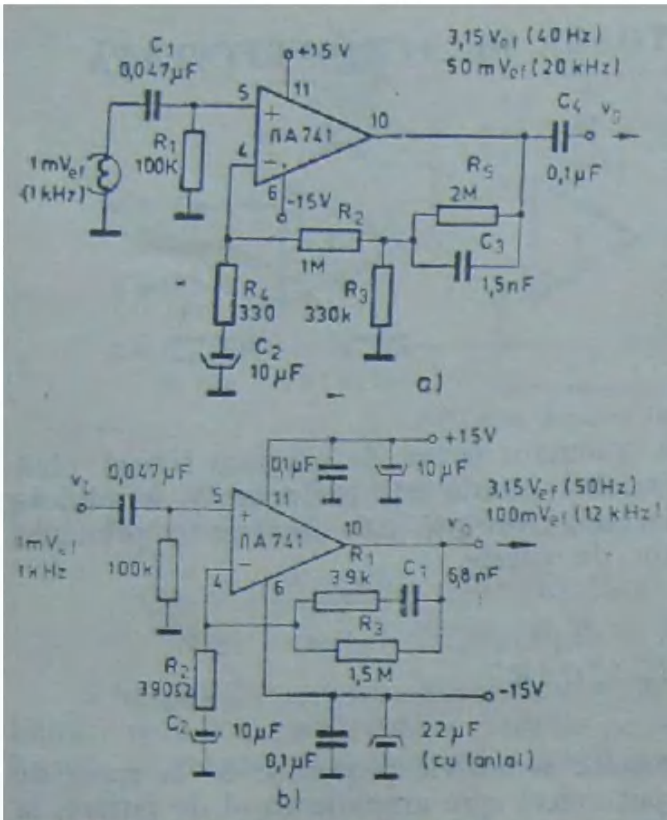


Fig. 7.1. Preamplificator corector pentru capul magnetic de redare: a — pentru viteze de 19,05 cm/s; b — pentru 9,53 cm/s.

tul din figura 7.1, a corespunde unei viteze de rulare de 19,05 cm/s și are următoarele performanțe: banda de frecvențe transmisă 40 Hz ÷ 20 kHz, cîștigul în tensiune la mijlocul benzii 45 dB, cîștigul la frecvențe înalte (20 kHz) 35 dB, impedanța de intrare 100 kΩ. Circuitul din figura 7.1, b corespunde vitezei de rulare de 9,53 cm/s și are performanțele: banda de frecvențe transmisă 50 Hz ÷ 12 kHz, cîștigul la mijlocul benzii 45 dB, cîștigul la frecvențe înalte 40 dB, impedanța de intrare 100 kΩ.

În figura 7.2 se prezintă un alt preamplificator pentru redarea programelor înregistrate pe banda magnetică, realizat cu AO βA 741. Comutatoarele K1 și K2 aflate pe pozițiile din figură corespund unei viteze a benzii de 19,05 cm/s. Cealaltă poziție a comutatoarelor corespunde vitezei de 9,53 cm/s. Performanțele sînt: banda de frecvențe 30 Hz—14 kHz (18 kHz la 19,05 cm/s), tensiunea nominală la ieșire 1 V_{ef}, impedanța sarcinii peste 10 kΩ. Reglajul amplificării se poate face cu rezistența R1.

În figura 7.3 se prezintă cîteva variante de preamplificatoare pentru redare, realizate cu amplificatoarele integrate de zgomot redus βM 381, βM 382, βM 387 și ROB 8135. Acestea sînt amplificatoare operaționale care prezintă performanțe deosebite în sistemele de audiofrecvență de înaltă fidelitate. Construcția lor dublă permite utilizarea acestora în sistemele stereofonice.

În figura 7.4 se prezintă un preamplificator pentru casetofon. La viteza benzii de 4,76 cm/s semnalul furnizat de capul magnetic de redare este redus (0,8 mV/1 kHz) și de aceea amplificarea realizată de montaj este mare (45 dB). În același timp, atît componentele active cît și cele pasive trebuie să aibă zgomot propriu redus pentru a nu afecta raportul semnal/zgomot. Se recomandă tranzistoare din seria BC 413 sau BC 109B, CI de tipul ROB 8135 sau μA 749, iar rezistențele să fie cu peliculă metalică și condensatoarele cu tantal.

În procesul de înregistrare pe banda magnetică trebuiesc de asemenea introduse corecții ale caracteristicii de frecvență, deoarece capul magnetic fiind inductiv atenuează puternic frecvențele înalte (circa 40—60 dB pe decadă). După normale NAB, cîștigul preamplificatorului la înregistrare trebuie să fie de circa 50 dB la frecvențe înalte (20 kHz) și 35 dB la mijlocul benzii (1 kHz).

În figura 7.5 se prezintă un preamplificator pentru înregistrarea pe bandă magnetică (viteza benzii 9,53 cm/s sau 4,76 cm/s) a semnalelor provenite de la un microfon. Montajul

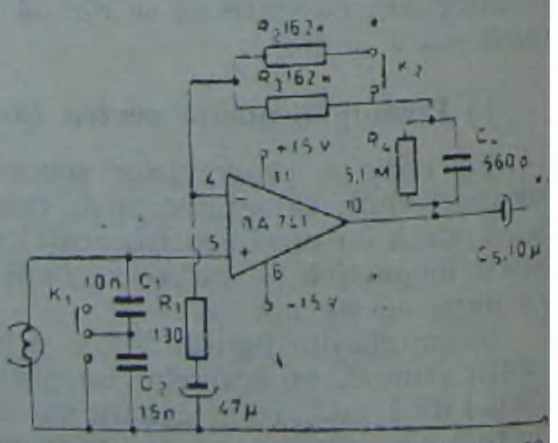


Fig. 7.2. Variantă de preamplificator corector pentru capul magnetic de redare

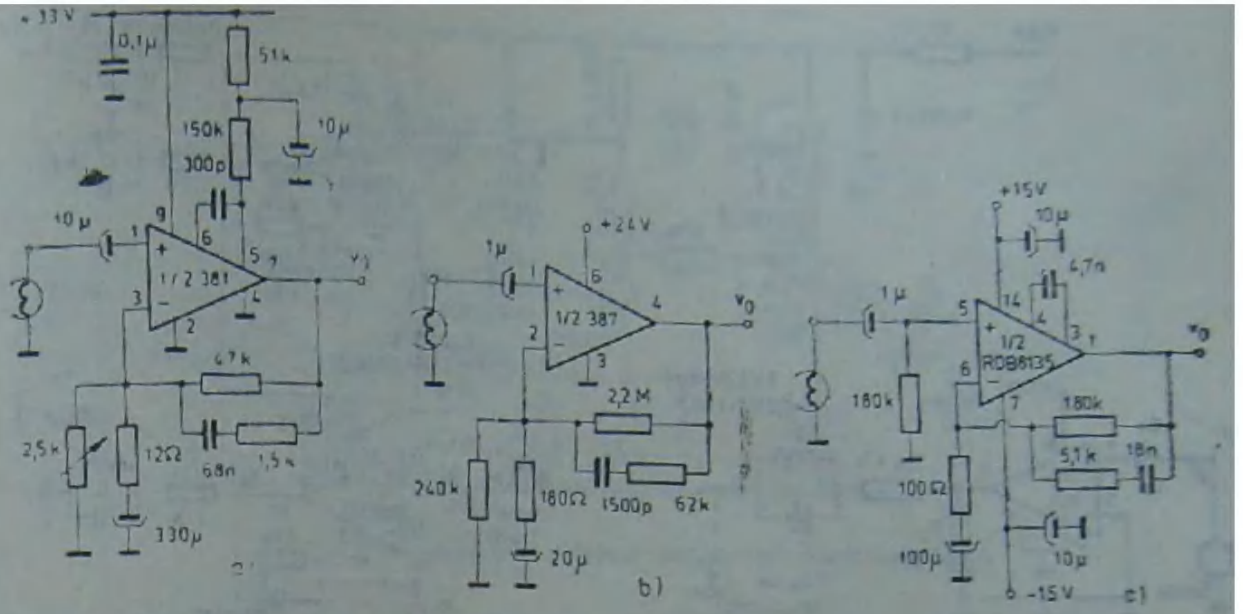


Fig. 7.3. Exemple de preamplificatoare corectoare pentru capul magnetic de redare.

utilizează CI ROB 709 în conexiunea inversoare. La un semnal de 5 mV_{ef} aplicat la intrarea preamplificatorului se obțin 500 mV_{ef} (1 kHz) și respectiv 1,2 V_{ef} (12 kHz) la ieșire, relizînd astfel corecția după normele NAB. Banda de frecvențe este 40 Hz ÷ 12 kHz, iar impedanța de intrare este de 27 kΩ. Acest amplificator poate fi utilizat și pentru alte surse de program, deoarece suportă la intrare tensiuni pînă la 200 mV_{ef}.

Un alt tip de preamplificator pentru capul magnetic de redare înregistrare este dat în figura 7.6. Circuitul integrat βM 381 este alimentat nesimetric de la tensiunea de 24 V. Rețeaua de corecție după normele NAB este plasată pe bucla de reacție negativă a AO și este constituită din componentele pasive R2, R3, R4 și C3, C4. Cîștigul în tensiune la frecvența de 20 kHz este de circa 55 dB, iar în mijlocul benzii (1 kHz) este de 40 dB. Aplicînd la intrare un semnal de 5 mV se obține la ieșire (terminalul 7) un semnal de 3 V (la frecvența maximă de 20 kHz). Grupul de rejecție L, C acordat pe frecvența ultrasonoră a curentului de polarizare împiedică pătrunderea perturbațiilor de frecvență înaltă în amplificator.

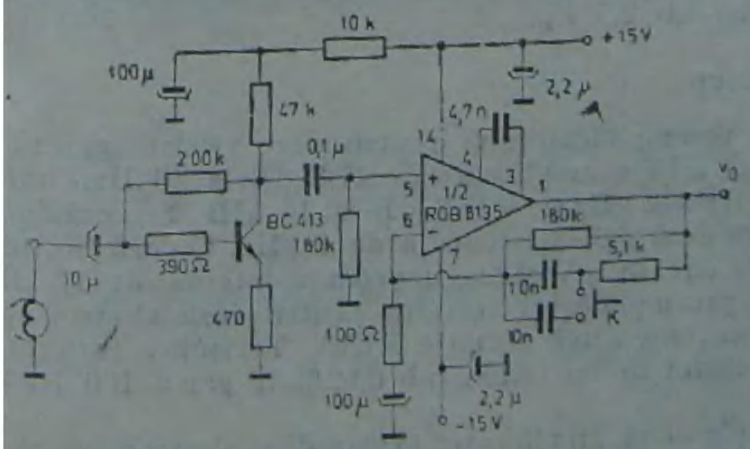


Fig. 7.4. Preamplificator pentru casetofon.

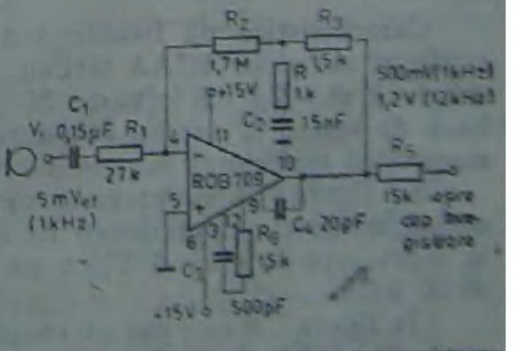


Fig. 7.5. Preamplificator pentru înregistrare pe banda magnetică.

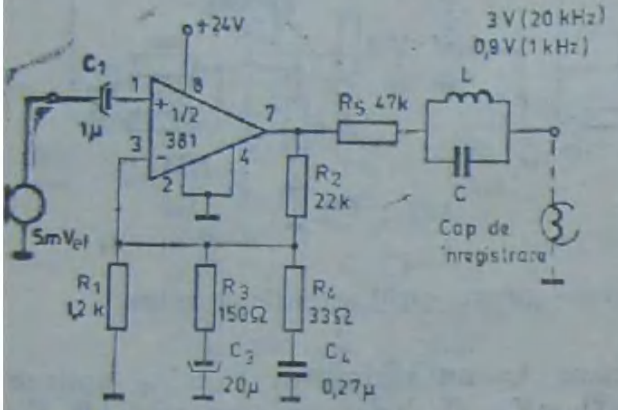


Fig. 7.6. Variantă de preamplificator pentru capul magnetic de înregistrare.

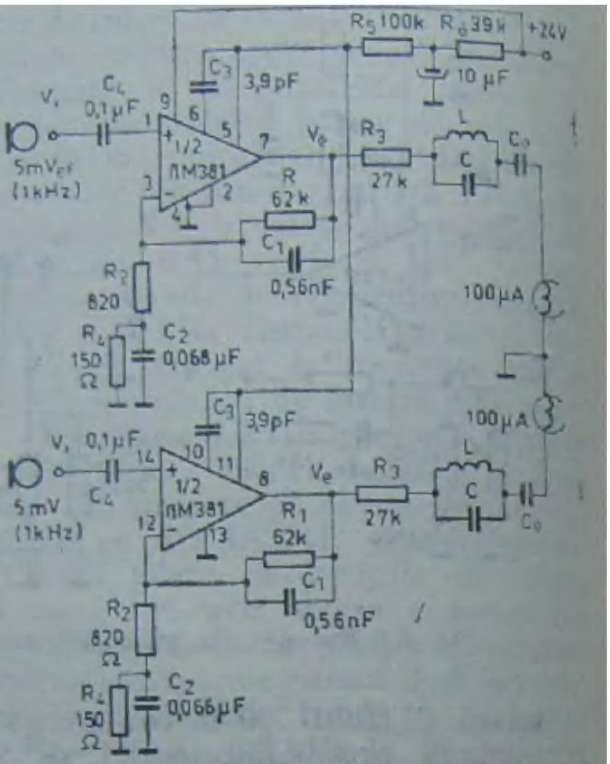


Fig. 7.7. Variantă stereofonică pentru capul magnetic de înregistrare.

În figura 7.7 este prezentat un preamplificator pentru înregistrare la viteza benzii magnetice de 19,05 cm/s, cu corecție NAB, în variantă stereofonică, utilizînd CI βM 881. În schemă s-au considerat sursele de semnal ca fiind microfoane electrodinamice (cu impedanța internă de 600 Ω) care oferă o tensiune de ieșire de 5 mV_{ef} (1 kHz), dar se pot utiliza și alte surse de program, deoarece montajul admite la intrare tensiuni pînă la 300 mV_{ef}. Cele două ieșiri ale CI dublu debitează pe o sarcină inductivă formată din capul magnetic de înregistrare care are un curent de polarizare de 100 µA. Circuitul LC de la ieșire este un filtru de rejecție acordat pe frecvența ultrasonoră a curentului de polarizare, care împiedică pătrunderea acestuia în lanțul de audiofrecvență. Performanțele preamplificatorului sînt: banda de frecvență de 50 Hz ÷ 25 kHz, cîștigul în mijlocul benzii (1 kHz) este de 35 dB, cîștigul la frecvențe înalte (20 kHz) este de 50 dB, impedanța de intrare 100 kΩ, tensiunea maximă de intrare 300 mV_{ef}, tensiunea maximă de ieșire (20 kHz) este 2,5 V_{ef}.

b) Preamplificatoare pentru pickup

Caracteristica de frecvență a preamplificatorului pentru doze electromagnetice conform normelor RIAA trebuie să aibă o amplificare de 17,8 dB la 40 Hz, între +2,6 dB și −2,6 dB în gama 500 Hz −2 kHz și −17,2 dB la 15 kHz. Se consideră baza de referință pentru atenuarea de 0 dB la frecvența de 1 kHz. O doză electromagnetică furnizează o tensiune de circa 3 mV și are impedanța internă de 47 kΩ.

În figura 7.8 se prezintă un preamplificator corector pentru doza electromagnetică avînd o caracteristică de frecvențe după normele RIAA. Tensiunea furnizată la ieșire este de circa 1 V, cu un factor de distorsiuni sub 0,02% în gama 100 Hz ÷ ÷ 10 kHz.

În figura 7.9 este dat un exemplu de preamplificator pentru doza electromagnetică realizat cu AO de uz curent µA 741. În figura 7.10 se prezintă patru preamplificatoare pentru doza electromagnetică cu corecție RIAA, realizate cu CI de zgomot redus

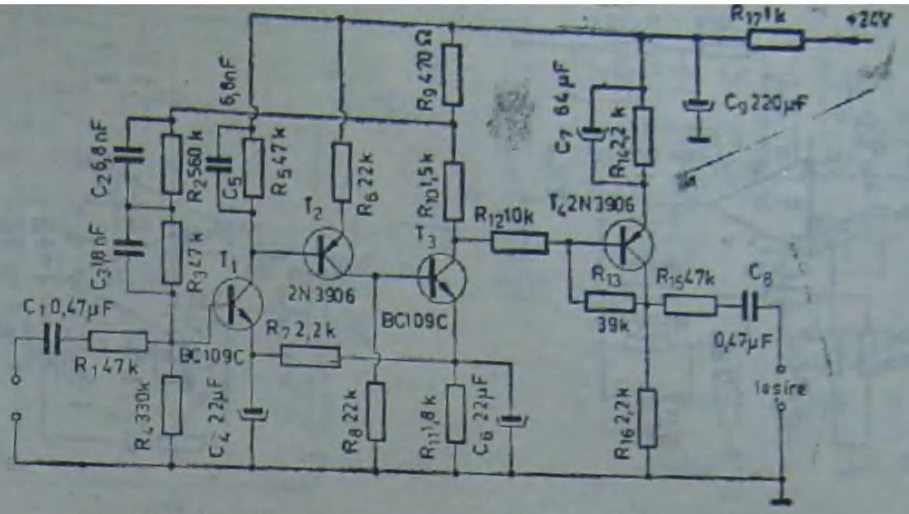


Fig. 7.8. Preamplificator corector pentru doza electromagnetică.

βM 381, βM 382, βM387 şi ROB 8135. Performanţele deosebit de bune ale acestor CI cît şi faptul că ele sînt duale (se pot realiza echipamente stereofonice) le încadrează în categoria Hi—Fi. În aceste circuite tensiunea de alimentare trebuie în mod obligatoriu stabilizată iar elementele de circuit (rezistoarele şi condensatoarele) trebuie să aibă zgomot propriu redus.

c) Preamplificatoare pentru microfon

Caracteristica de frecvenţă a microfonului este plată, ca urmare ea nu necesită corecţii. Microfoanele de mare impedanţă (de tip piezoelectric sau de tip condensator) şi cu nivelul ridicat al semnalului (100—200 mV) nu ridică probleme deosebite preamplificatorului. Microfoanele dinamice, de joasă impedanţă (circa 600 Ω) au un nivel scăzut al semnalului la ieşire (circa 3 mV) şi ca atare cer din partea preamplificatorului performanţe de zgomot deosebite.

În figura 7.11 se prezintă un peamplificator pentru microfon realizat cu AO βA 741, la care intrarea şi ieşirea sînt concepute pentru adaptarea atît la impedanţă joasă (600 Ω) a sursei de semnal cît şi la impedanţă mare (24 kΩ), selectarea modului de lucru făcîndu-se printr-un comutator la intrare şi respectiv prin folosirea mufei corespunzătoare la ieşire. Amplificarea se poate regla din potenţiometrul R_5 în limitele 0—40 dB.

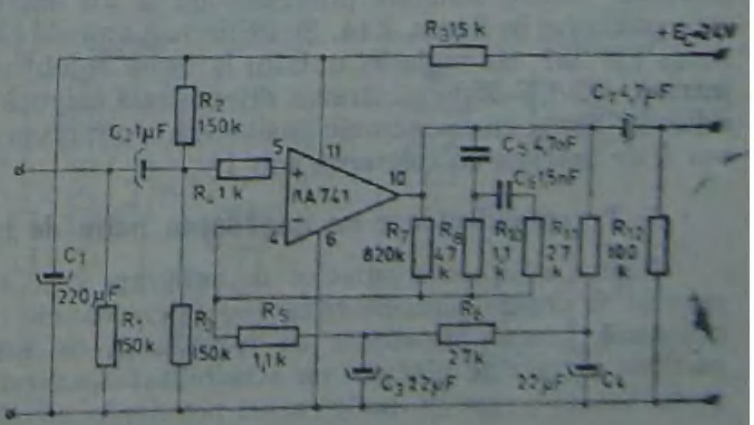


Fig. 7.9. Variantă de preamplificator pentru doza electromagnetică.

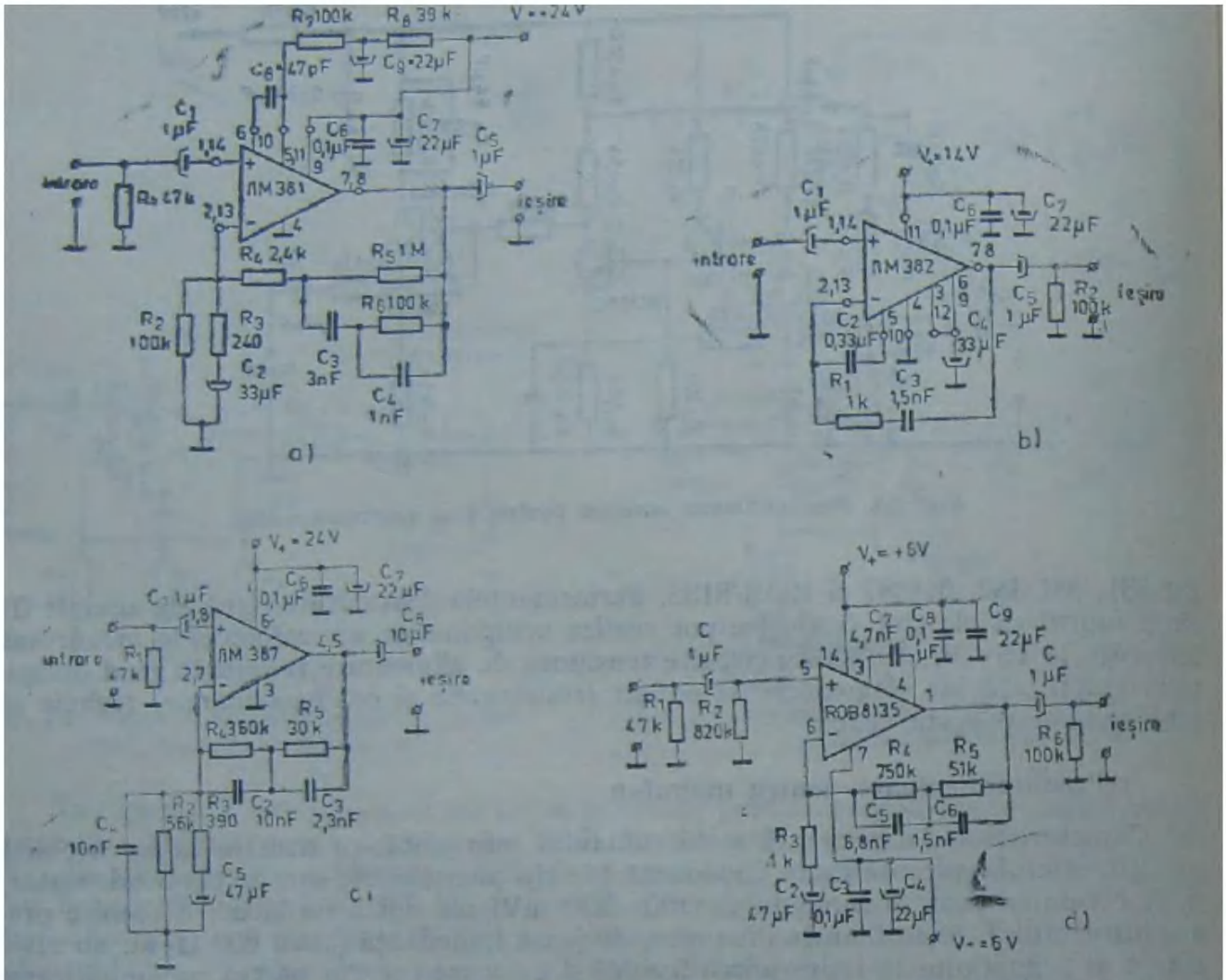


Fig. 7.10. Exemple de preamplificatoare pentru doza electromagnetică, utilizînd amplificatoare de zgomot redus.

Un alt preamplificator cu caracteristica de frecvenţe plată, realizat tot cu CI βA 741 este dat în figura 7.12 în care alimentarea integratului se face de la sursa dublă de ±15 V.

Două variante de preamplificatoare pentru microfon realizate cu CI de zgomot redus βM 381 şi βM 387 sînt prezentate în figura 7.13. Un preamplificator de înaltă fidelitate pentru semnale provenite de la un microfon dinamic cu ieşire diferenţială este prezentat în figura 7.14. Se utilizează ambele căi ale circuitului integrat de zgomot redus βM 387, iar reglarea nulului la ieşire se obţine cu potenţiometrul de 5 kΩ de la intrare. AO LF 356 cu intrarea diferenţială asigură rejecţia de mod comun de valoare ridicată. Toate componentele pasive din montaj vor fi cu zgomot redus, iar rezistoarele vor fi de precizie cu toleranţe sub 1%.

d) Preamplificatoare cu impedanţă mare de intrare

Pentru adaptarea surselor de program care au impedanţă internă foarte mare, cum ar fi dozele piezoelectrice sau microfoanele cu cristal şi de tip condensator se utilizează preamplificatoare cu impedanţă de intrare mare. Avantajul impedanţei mari de intrare se plăteşte cu sensibilitatea excesivă a montajului faţă de semnalele perturbatoare, care în unele cazuri pot depăşi nivelul semnalului util. Din acest motiv

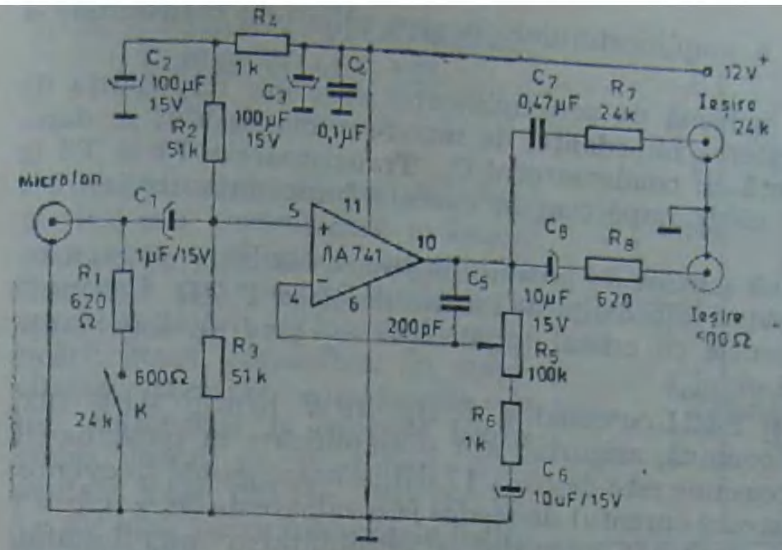


Fig. 7.11. Preamplificator pentru microfon.

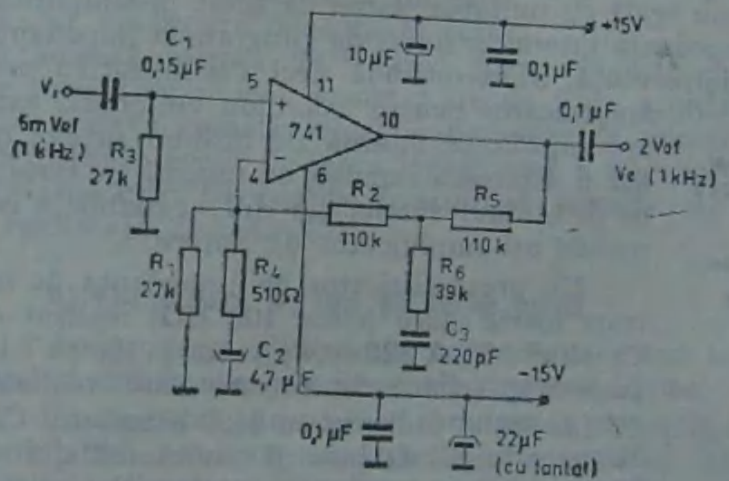
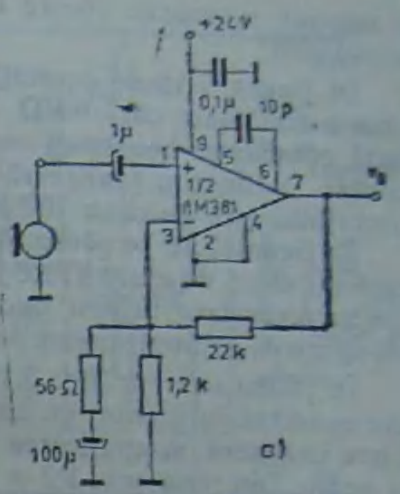


Fig. 7.12. Variantă de preamplificator pentru microfon.



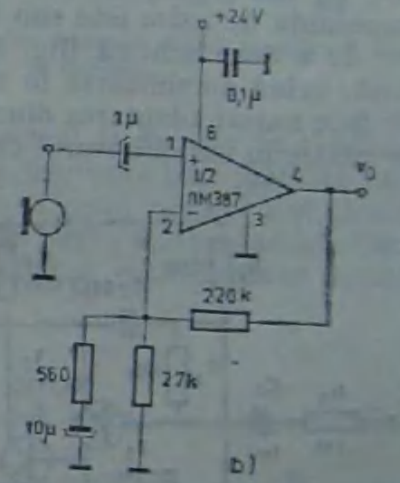


Fig. 7.13. Variante de preamplificatoare realizate cu amplificatoare integrate de zgomot redus.

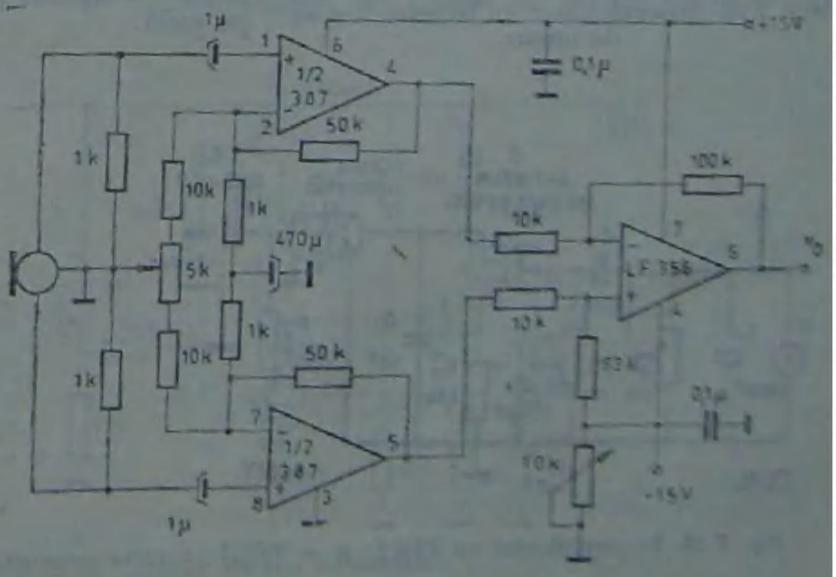


Fig. 7.14. Preamplificator de înaltă fidelitate pentru microfon dinamic.

se impune ecranarea atentă atît a amplificatorului cît și a căilor de transmitere a semnalului.

În figura 7.15 se prezintă o schemă de preamplificator care are impedanța de intrare mai mare ca 10 MΩ. Creșterea impedanței de intrare a montajului se datorează conexiunii bootstrap realizată cu condensatorul C_2. Tranzistoarele T1 și T2 în montaj Darlington realizează un cîștig important în curent. Impedanța de ieșire a montajului este de circa 100 kΩ.

În figura 7.16 se prezintă două scheme de preamplificatoare realizate cu tranzistoare cu efect de cîmp (TECJ), avînd impedanța de intrare de circa 1 MΩ. Schemele sînt recomandate pentru microfoanele cu cristal (piezoelectrice) care au impedanțe de intrare de ordinul sutelor de kiloohmi.

În prima schemă (fig. 7.16, a) TECJ cu canal *n* (de tip BFW 10 sau MPF 102) este conectat în montaj cu sursă comună, asigurînd atît o amplificare în tensiune cît și una în curent. Amplificarea în tensiune este de circa 17 dB în toată gama frecvențelor audio. Din rezistența R2 se ajustează curentul de repaos la o valoare de circa 0,5 — 1 mA, iar din potențiometrul P se adaptează montajul la sensibilitatea microfonului. Impedanța de ieșire este sub 5 kΩ.

În a doua schemă (fig. 7.16, b) tranzistorul se află în conexiune de repetor pe sursă, avînd amplificarea în tensiune egală cu unitatea, astfel că acest preamplificator face numai adaptarea dintre impedanța internă a sursei de program și impedanța de intrare în amplificatorul de audiofrecvență. Se recomandă deci a fi folosit ca preamplificator pentru microfon cu cristal care are impedanța internă de ordinul sutelor de kΩ și debitează semnale cu nivelul de tensiune de ordinul sutelor de mV, capabile a comanda un amplificator de putere.

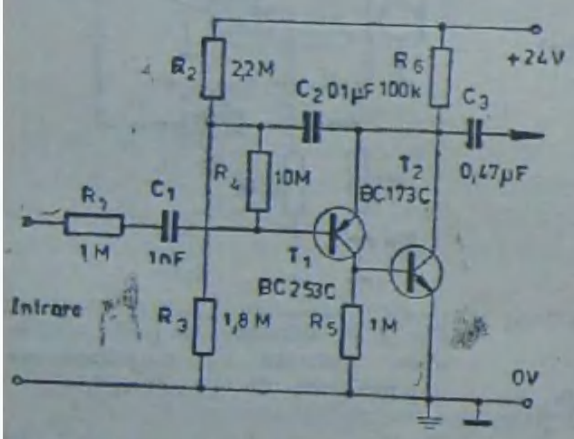


Fig. 7.15. Preamplificator cu impedanță mare de intrare.

Un preamplificator cu impedanța de intrare foarte mare (circa 100 MΩ) realizat cu CI MOS—TAA 320 este prezent în figura 7.17. Impedanța mare de intrare este realizată prin conexiunea bootstrap (condensatorul C2). Rezistența R2 trebuie potrivită astfel încît în regim static tensiunea sursă-grilă să fie de circa 11 V. Diodele D1 și D2 conectate antiparalel limitează excursia semnalelor aplicate pe grilă.

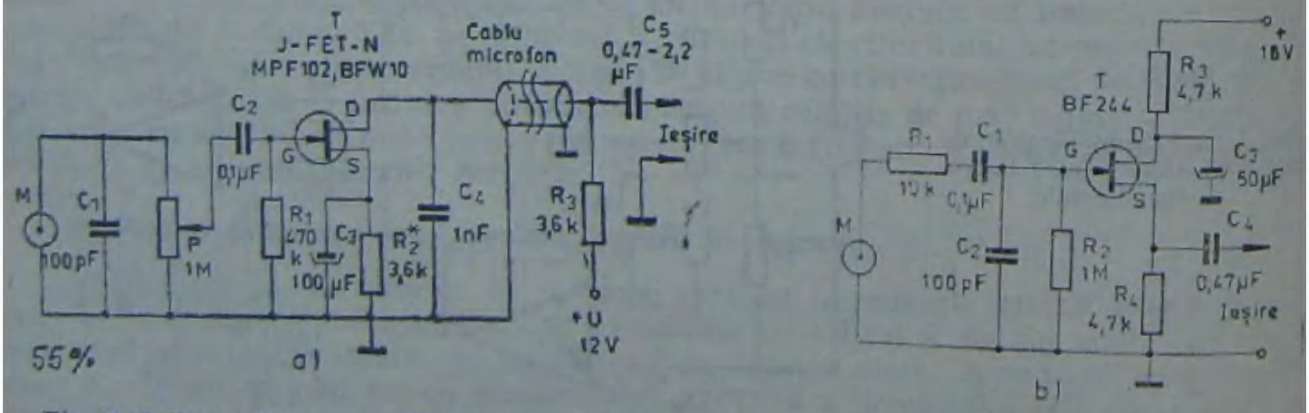


Fig. 7.16. Preamplificator cu TECJ: a — TECJ cu sursa comună; b — TECJ repetor pe sursă.

7.1.2. PREAMPLIFICATOARE CORECTOARE DE TON

Corectoarele de ton sînt filtre (active sau pasive) care acționează asupra unei game înguste de frecvență din spectrul audio fie în sensul atenuării, fie în sensul amplificării gamei respective. În majoritatea cazurilor corectoarele de ton acționează la capetele benzii audio, dozînd pe de o parte frecvențele joase (20 Hz—200 Hz) iar pe de altă parte frecvențele înalte (8—20 kHz).

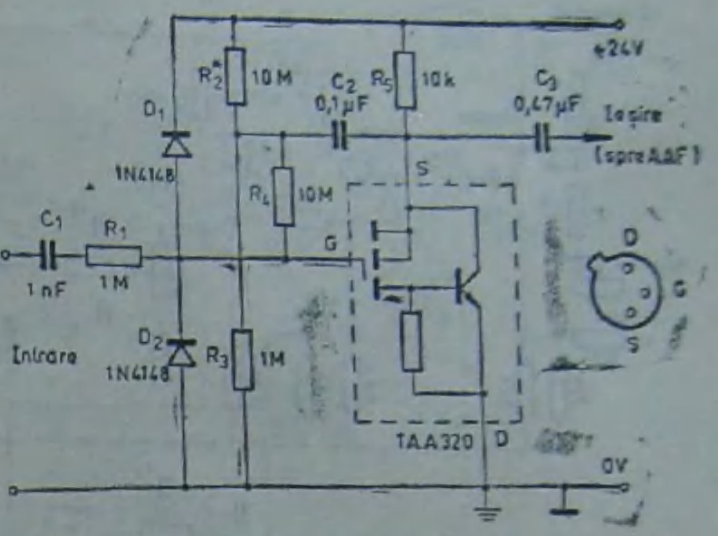


Fig. 7.17. Preamplificator integrat avînd impedanță mare la intrare.

Există însă și corectoare de ton de tipul egalizoarelor (în particular egalizoare de octavă) care acționează asupra unei benzi foarte înguste din spectrul audio, iar în acest caz se prevăd un număr foarte mare de filtre acordate pe frecvențe bine stabilite care pot corecta caracteristica de frecvențe în puncte care în mod normal sînt plasate la distanță egală (la scara logaritmică a frecvențelor) în întreg spectrul audio. Dacă distanța între frecvențele de acord ale filtrelor este de o octavă, egalizoarele se numesc „egalizoare de octavă".

a) Corectoare de ton pe două benzi

Aceste preamplificatoare corectoare de ton acționează la capetele benzii audio, dozînd atît frecvențele joase, cît și pe cele înalte.

În figura 7.18 se prezintă o schemă simplă de preamplificator corector de ton de tip Baxandall. Preamplificatorul conține un etaj de intrare de tip repetor pe emitor cu tranzistorul T1, filtrul audio de tip Baxandall și etajul amplificator de ieșire cu tranzistorul T2 în conexiune cu emitor comun. Amplificarea globală a montajului este egală cu unitatea, impedanța de intrare este de 1 MΩ, iar banda de frecvențe

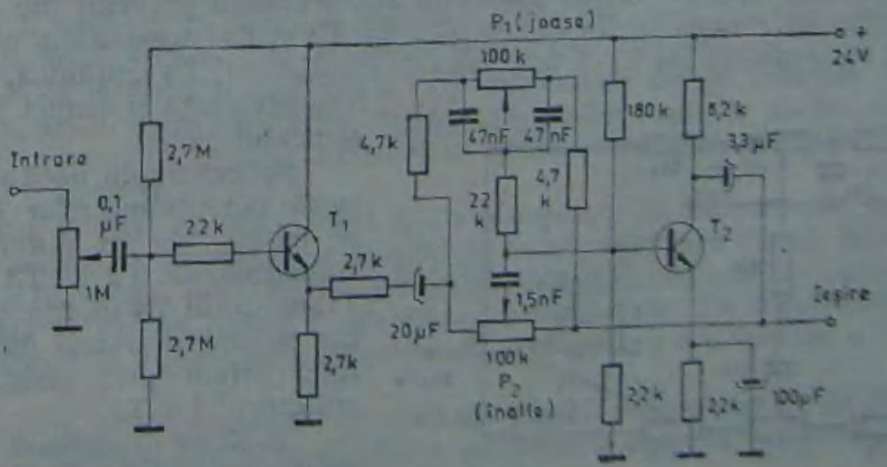


Fig. 7.18. Corector de ton Baxandall.

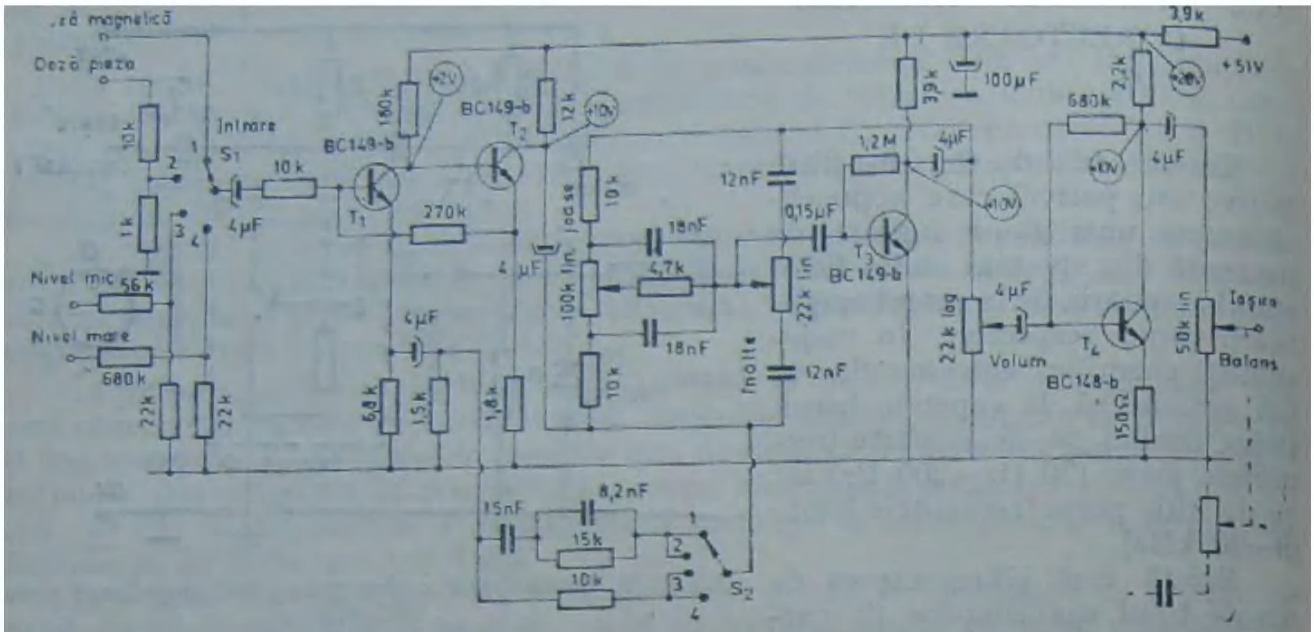


Fig. 7.19. Preamplificator corector de ton.

transmisă este cuprinsă între 30 Hz și 20 kHz. Din potențiometrele P1 și P2 se pot face reglaje de ±15 dB la 50 Hz și respectiv ±15 dB la 15 kHz. Tranzistoarele T1 și T_2 pot fi de tipul BC 173, BC 109 etc., selectate cu factor de amplificare mare și zgomot redus.

Un alt preamplificator corector de ton avînd eficacitatea de ±17 dB la capetele benzii este prezentat în figura 7.19. Montajul debitează la ieșire 300 mV (1 kHz) cînd la intrare se aplică 3 mV de la doza magnetică, 30 mV de la doza piezoelectrică, 20 mV la intrarea de nivel mic sau 200 mV la intrarea de nivel mare. Pentru cuplarea la una din cele patru surse de program sînt prevăzute comutatoarele duble simultane S1 și S2. În afară de potențiometrele pentru reglajul de ton, preamplificatorul mai este prevăzut cu potențiometre de reglaj pentru volum și balans.

În figura 7.20 se prezintă un preamplificator corector de ton avînd eficacitatea de ±20 dB la capetele benzii, realizat cu AO de uz curent βA 741.

Un preamplificator corector de ton care nu utilizează rețele de corecție de tip Baxandall se prezintă în figura 7.21. Corecția de ton se realizează prin faptul că în baza tranzistorului de ieșire T4 se suprapun atît semnalul provenit din colectorul lui T1, cît și semnalele provenite din colectoarele lui T2 și T3. Acestea din urmă pot avea aceeași fază cu semnalul lui T1 și în acest caz tranzistorul T4 amplifică, sau pot avea faza inversată și atunci T4 atenuează semnalul global.

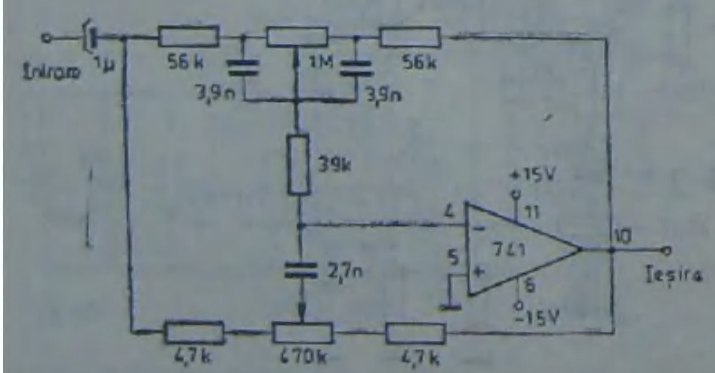


Fig. 7.20. Corectoare de ton Baxandall cu AO 741.

Spre exemplu, dacă ambele cursoare ale potențiometrelor P1 și P2 sînt la mijloc, ele au potențialul nul și tranzistoarele T2 și T3 sînt blocate. Tranzistorul T4 va funcționa ca repetor pe emitor numai datorită semnalului primit prin rezistența R6 din colectorul lui T1.

Dacă se deplasează cursorul potențiometrului P1 în poziția extremă din stînga, prin condensatorul C3 vor

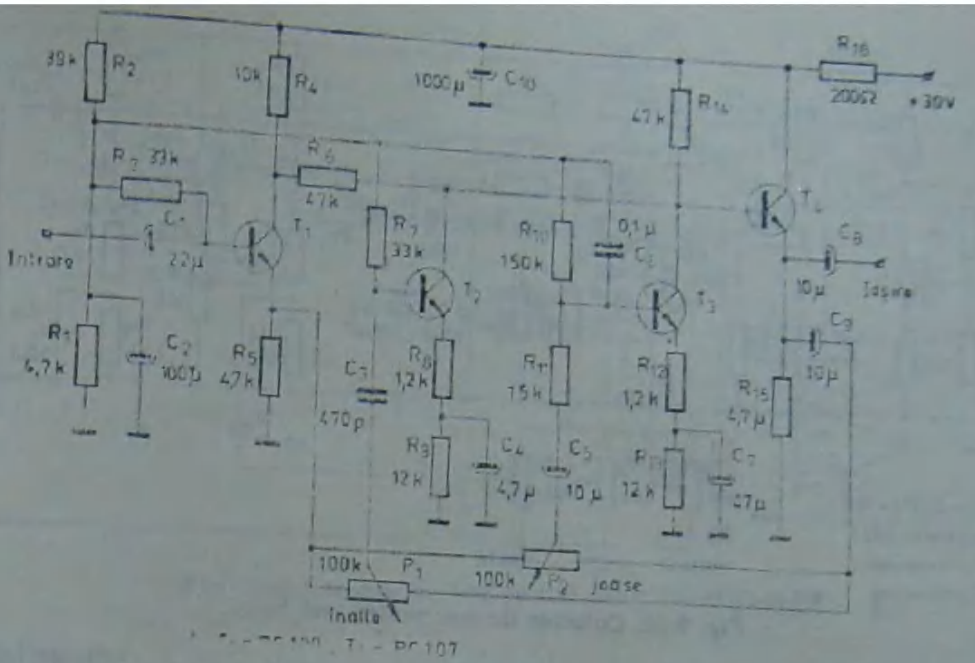


Fig. 7.21. Variantă de preamplificator corector de ton cu tranzistoare.

trece semnalele de frecvență înaltă din emitorul lui T1 (în fază cu semnalul de intrare) în baza lui T2 și acest tranzistor va debita curent în baza lui T4 (în fază cu cel primit de la tranzistorul T1) obținînd astfel o accentuare a frecvențelor înalte.

Eficacitatea reglajului este de ±24 dB atît la frecvența de 20 Hz cît și la frecvența de 20 kHz. Aplicînd la intrare un semnal de 1,5 V (33 kΩ) se obține (la mijlocul benzii) un semnal de 3 V, cu distorsiuni maxime de 0,1%.

b) **Corectoare de ton pe trei benzi**

Corecția tonului pe trei benzi se face separat din cîte un potențiometru pentru fiecare gamă de frecvențe (joase, medii și înalte) a spectrului audio. Un preamplificator care realizează corecția de ton pe trei benzi este prezentat în figura 7.22. Principiul de funcționare este asemănător celui descris în figura 7.21.

Dacă toate cursoarele potențiometrelor P1, P2 și P3 sînt pe poziția din mijloc, atunci potențialul cursoarelor este nul iar tranzistoarele T3 și T4 sînt blocate. Dacă unul din potențiometre (să admitem P1) se află în poziție extremă de sus, atunci potențialul său va fi egal cu potențialul emitorului tranzistorului T2 (în opoziție de fază cu potențialul de la ieșirea din preamplificator). Prin rețeaua de filtre formată din R9, C5, C6, R12, la baza tranzistorului T3 se transmit numai semnale de frecvență joasă care comandă acest tranzistor repetor pe emitor, care la rîndul său comandă tranzistorul T4 (inversor de fază), astfel că se obține ca rezultat o amplificare a semnalelor de joasă frecvență.

Dacă acum același potențiometru P1 are cursorul în extrema de jos, semnalul este cules de cursor de la ieșirea preamplificatorului, apoi este filtrat de același grup R9, C5, C6, R12, astfel încît numai semnalul de joasă frecvență comandă tranzistorul T3. Acest tranzistor „repetă" pe emitor semnalul iar T4 inversează faza c rezultat se obține la ieșire (prin suprapunerea efectelor) o atenuare a frecvențelor joase.

Eficiența reglajului de ton este de ±20 dB pentru frecvențele de 30 Hz, 1 kHz și 15 kHz. Cînd cursoarele se află la jumătate se obține o amplificare de 40 dB în toată gama de frecvențe, de la 30 Hz pînă la 15 kHz.

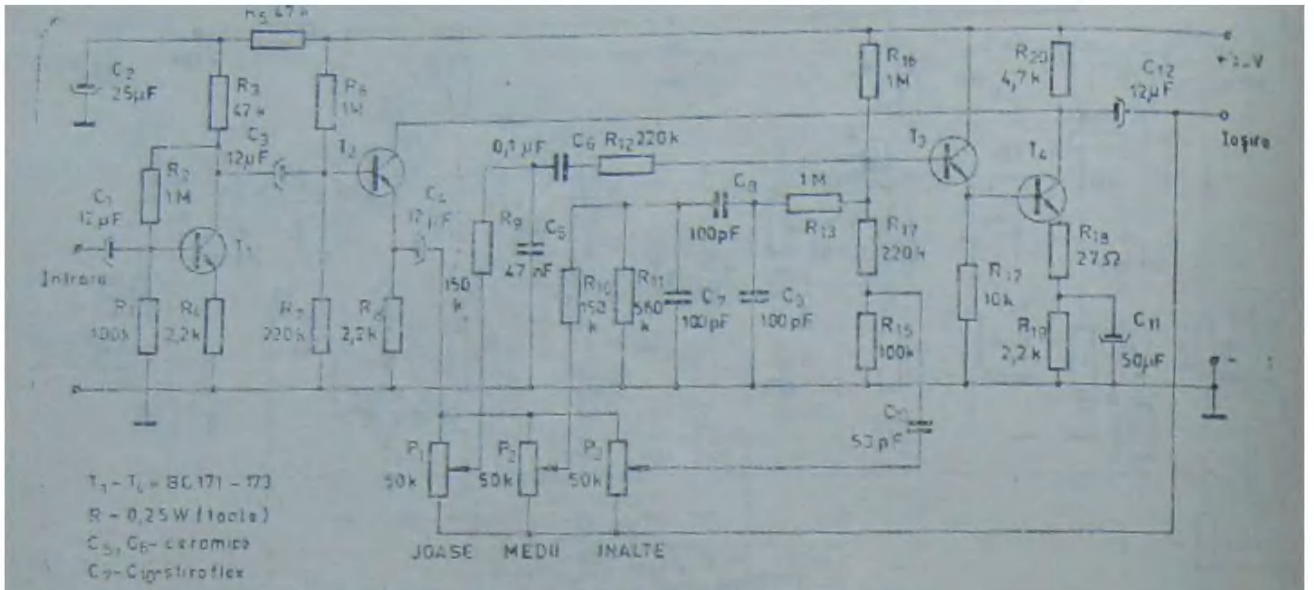


Fig. 7.22. Corector de ton pentru trei benzi.

O altă variantă de preamplificator corector de ton pe trei benzi este prezentată în figura 7.23. Tranzistoarele utilizate sînt de tipul BC 109C. Tranzistorul T1 este repetor pe emitor, T2 este în montaj cu emitor comun iar T3 este tot repetor pe emitor. Condensatoarele C1 și C10 realizează conexiuni bootstrap atît la nivelul primului etaj, cît și la nivelul ultimului etaj. Impedanța de intrare a preamplificatorului este de 150 kΩ, iar cea de ieșire, în funcție de etajul care urmează se fixează cu Rx la valori cuprinse între 1 kΩ și 47 kΩ. Sensibilitatea la intrare este de 100 mV iar banda frecvențelor transmise este cuprinsă între 15 Hz și 40 kHz, cu distorsiuni armonice totale sub 0,1%. Potențiometrul P1 asigură reglajul de ton pentru frecvențele joase, P2 pentru frecvențele medii și P3 pentru frecvențele înalte cu o eficacitate de ±10 dB.

În figura 7.24 se prezintă o variantă asemănătoare celei de mai sus, realizată însă cu CI βM 349.

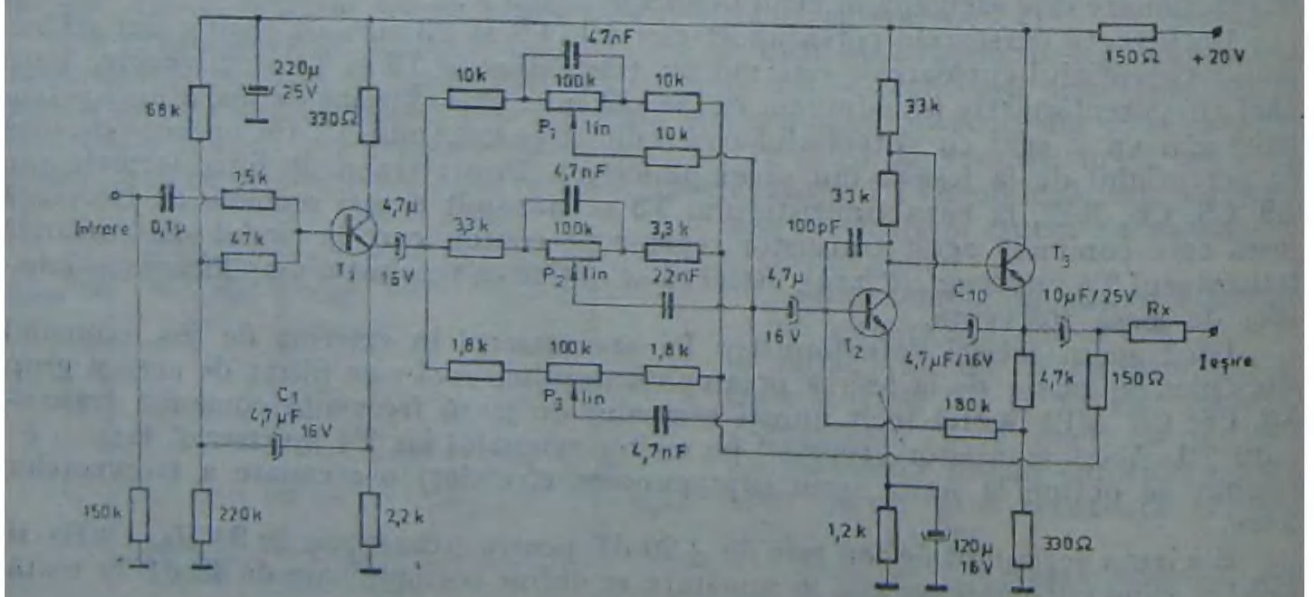


Fig. 7.23. Variantă de corector de ton pentru trei canale.

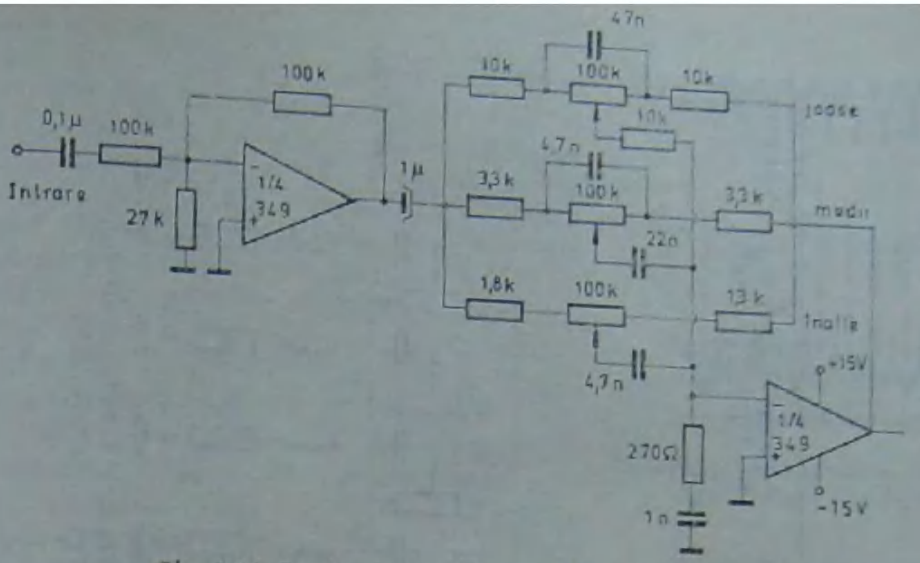


Fig. 7.24. Corector de ton pe trei benzi cu AO 349.

c) Egalizoare

Egalizoarele constituie o soluţie „de vîrf" în amplificatoarele audio de înaltă fidelitate, capabile de a satisface pretenţiile cele mai exigente ale auditoriului de programe sonore de calitate. Ele reprezintă o extindere a circuitelor de reglare a tonalităţii pe două sau trei benzi la întreaga gamă de audiofrecvenţă. În circuitele egalizoare, în întreaga gamă audio se aleg mai mult decît trei benzi pentru reglajul tonalităţii. În particular, dacă se împarte întreaga gamă audio în zece părţi, egal distanţate între ele (la scară logaritmică) şi se prevăd filtre pentru fiecare frecvenţă în parte se poate obţine un reglaj fin al tonalităţii, prin accentuarea sau dezaccentuarea frecvenţelor dorite, corespunzătcare frecvenţelor de acord ale acestor filtre.

În mod obişnuit se aleg următcarele valori ale frecvenţelor pe care se acordează cele 10 filtre în gama frecvenţelor audio : 31,25 Hz 62,5 Hz, 125 Hz, 250 Hz, 500 Hz, 1 kHz, 2 kHz, 4kHz, 8 kHz şi 16 kHz. Raportul a două frecvenţe consecutive este egal cu 2, iar egalizorul se numeşte în acest caz „egalizor de octavă".

În figura 7.25 se prezintă un egalizor pentru reglajul de ton pe 10 octave, realizat cu componente discrete, care conţine filtrele formate din bobinele L1 ÷ L10 în serie cu condensatoarele C7 ÷ C16. Aceste filtre sînt circuite LC serie, rezonante pe cele 10 frecvenţe enumerate mai sus, care intervin fie ca reacţie pozitivă, fie ca reacţie negativă în etajul de amplificare realizat cu tranzistorul T2, în funcţie de poziţia cursoarelor potenţiometrelor P1 ÷ P10 şi au ca rezultat accentuarea sau dezaccentuarea frecvenţelor pe care ele sînt acordate.

Diagrama corecţiei de ton a egalizorului pe 10 octave arată ca în figura 7.26, obţinîndu-se o eficacitate a reglajului de ±20 dB pentru fiecare frecvenţă. Pentru a micşora gradul de ondulaţie a caracteristicii de frecvenţă în situaţia accentuării sau dezaccentuării maxime a semnalelor, se recomandă un factor de calitate a circuitelor rezonante de circa 1,5 ÷ 2, lucru realizabil prin conectarea în serie cu bobinele a rezistenţelor R15 ÷ R24 cu valori cuprinse între 220 Ω şi 330 Ω.

Schema electrică a egalizorului conţine trei etaje principale. Primul etaj, de intrare este un repetor pe emitor cu tranzistorul T1 şi ca atare nu are cîştig în tensiune, ci este numai un adaptor de impedanţă. Al doilea etaj, format din tranzistoarele T2, T3 şi T4 constituie de fapt corectorul caracteristicii de frecvenţă. Al treilea etaj, de ieşire, format din tranzistoarele T5 şi T6 conectate în cascadă, fiecare din ele funcţionînd în montaj cu emitor comun, asigură puterea de ieşire necesară.

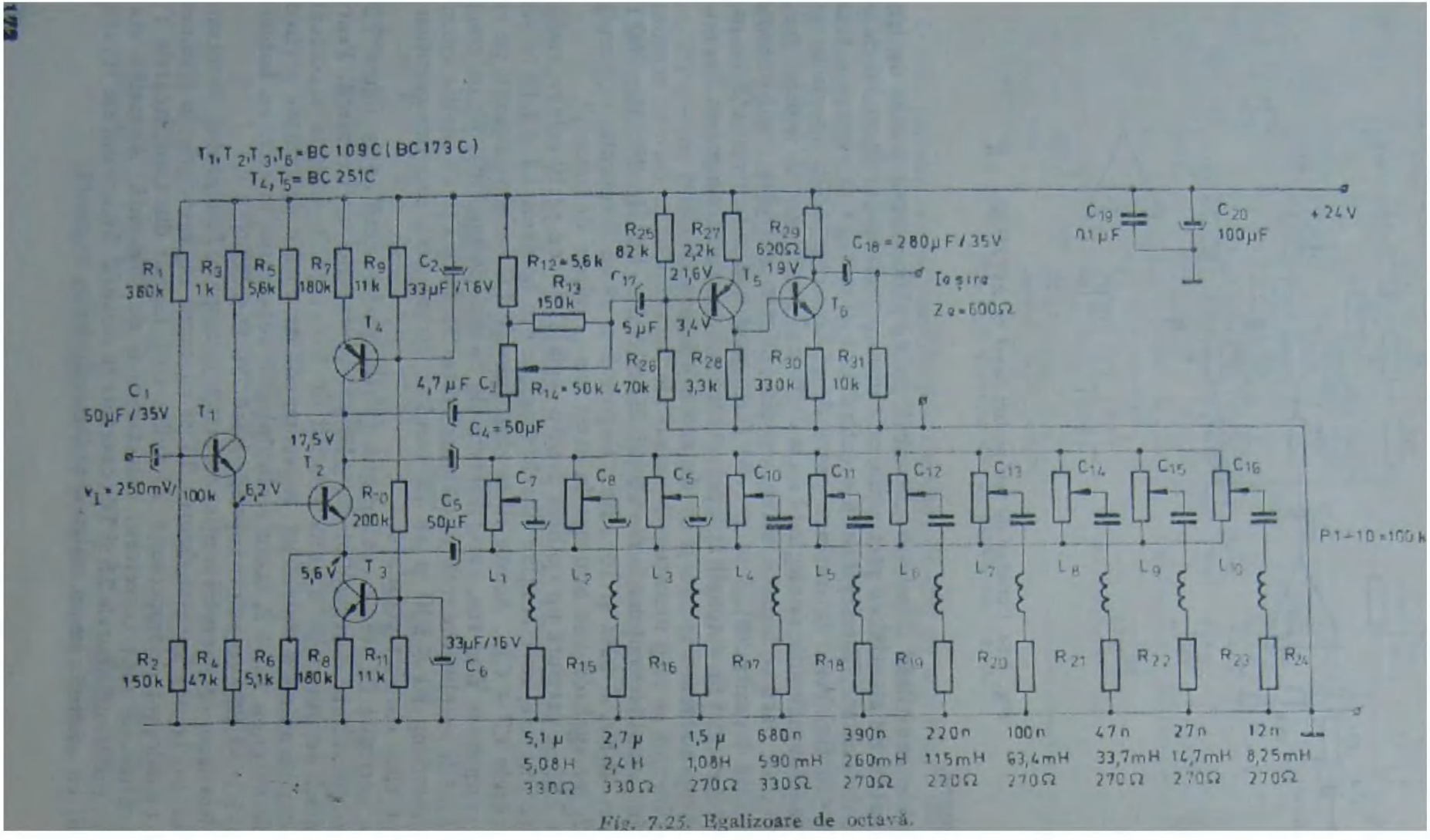


Fig. 7.25. Egalizoare de octavă.

Etajul corector al caracteristicii de frecvență are o alcătuire specială. Tranzistorul T2 are ca sarcină dinamică tranzistorul T3 în emitor și tranzistorul T4 în colector, sarcina fiind distribuită în mod egal între emitor și colector, datorită conexiunii simetrice a tranzistoarelor T3 și T4. Semnalul util este culeș din colectorul tranzistorului T2 prin condensatorul C3 și potențiometrul R14 și este aplicat etajului de ieșire prin condensatorul C17. Potențiometrul R14 reglează nivelul semnalului de ieșire în toată gama audio. Între colectorul și emitorul tranzistorului T2 prin intermediul condensatoarelor C4 și C5 sînt conectate potențiometrele de reglaj P1 ÷ P10 împreună cu filtrele corespunzătoare, care acționează asupra caracteristicii de frecvențe în felul următor: dacă cursorul unui potențiometru (spre exemplu P1) se va afla în poziția de sus (spre condensatorul C4) atunci semnalele utile care au frecvența egală cu 31,25 Hz (frecvența centrală de acord a filtrului L1, C7) sau în jurul acesteia vor fi puse la masă prin grupul C4, C7, L1, R15 și ca urmare aceste semnale se vor regăsi puternic atenuate în etajul de ieșire; dacă cursorul aceluiași potențiometru P1 se va afla în poziția extremă de jos (spre condensatorul C5) atunci emitorul tranzistorului T2 este pus la masă pentru frecvențele de 31,25 Hz (și pentru cele din vecinătatea acestei valori) prin grupul C5, C7, L1, R15, iar ca rezultat în colectorul tranzistorului T2 aceste frecvențe se vor regăsi puternic amplificate. Cînd toate cursoarele se află în poziția mediană (potențiometrele sînt cu scală liniară), filtrele nu acționează asupra caracteristicii de frecvențe și ca urmare se obține o caracteristică de frecvențe plată în toată gama audio.

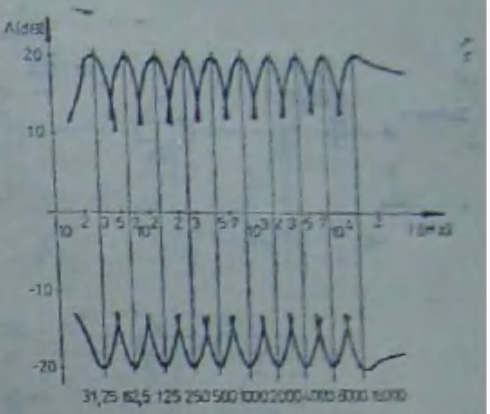


Fig. 7.26. Caracteristica de frecvență a egalizoarelor din figura 7.25.

Dacă se folosesc potențiometre cu cursa liniară (potențiometre rectilinii) dispuse paralel pe panoul frontal al aparatului, atunci apare, unind cu o linie imaginară punctele care constituie poziția cursoarelor potențiometrelor de pe panou, diagrama de răspuns amplitudine-frecvență a egalizorului. De aici provine denumirea acestuia de egalizor „grafic".

Pentru constructorii amatori problema cea mai dificilă este realizarea bobinelor celor 10 filtre. Se recomandă utilizarea miezurilor din ferită, de tip oală, pe carcasa cărora se bobinează un anumit număr de spire pentru a realiza inductanțele dorite. Spre exemplu, pentru a realiza bobina cu inductanța L1 = 5,08 H, se va alege ferita cu indicativul O 26 × 17 A_5 care are inductanța specifică dată de catalog de 4900 nH/spiră². Dacă pe carcasa acesteia se bobinează 1000 de spire, inductanța bobinei va fi $L_1 = 4900 \cdot 10^{-9} \cdot 1000^2 = 4{,}9$ H, valoare apropiată de L1 = 5,08 H. Deoarece miezurile din ferită au toleranțe mari (în cazul de față ±20%), este obligatorie măsurarea lor după asamblarea miezurilor, cu o punte de precizie.

Utilizarea bobinelor în schemele egalizoarelor se poate evita folosind celule de tip „inductanțe simulate". Un egalizor pe 10 octave care utilizează inductanțe simulate realizate cu componente discrete este prezentat în figura 7.27.

În circuitul de reacție al AO βA 709 se află plasate 10 circuite active formate din cîte un tranzistor împreună cu componentele pasive adiacente (rezistențe și condensatoare) care simulează inductanțele, astfel încît fiecare celulă reprezintă un filtru acordat pe cîte o frecvență din banda audio. În poziția mediană a cursoarelor tuturor potențiometrelor se obține o caracteristică de frecvențe plată în întreaga gamă de audiofrecvență. Prin deplasarea cursorului potențiometrului la stînga sau la dreapta se obține o accentuare sau dezaccentuare a frecvenței pe care este acordată celula respectivă a egalizorului.

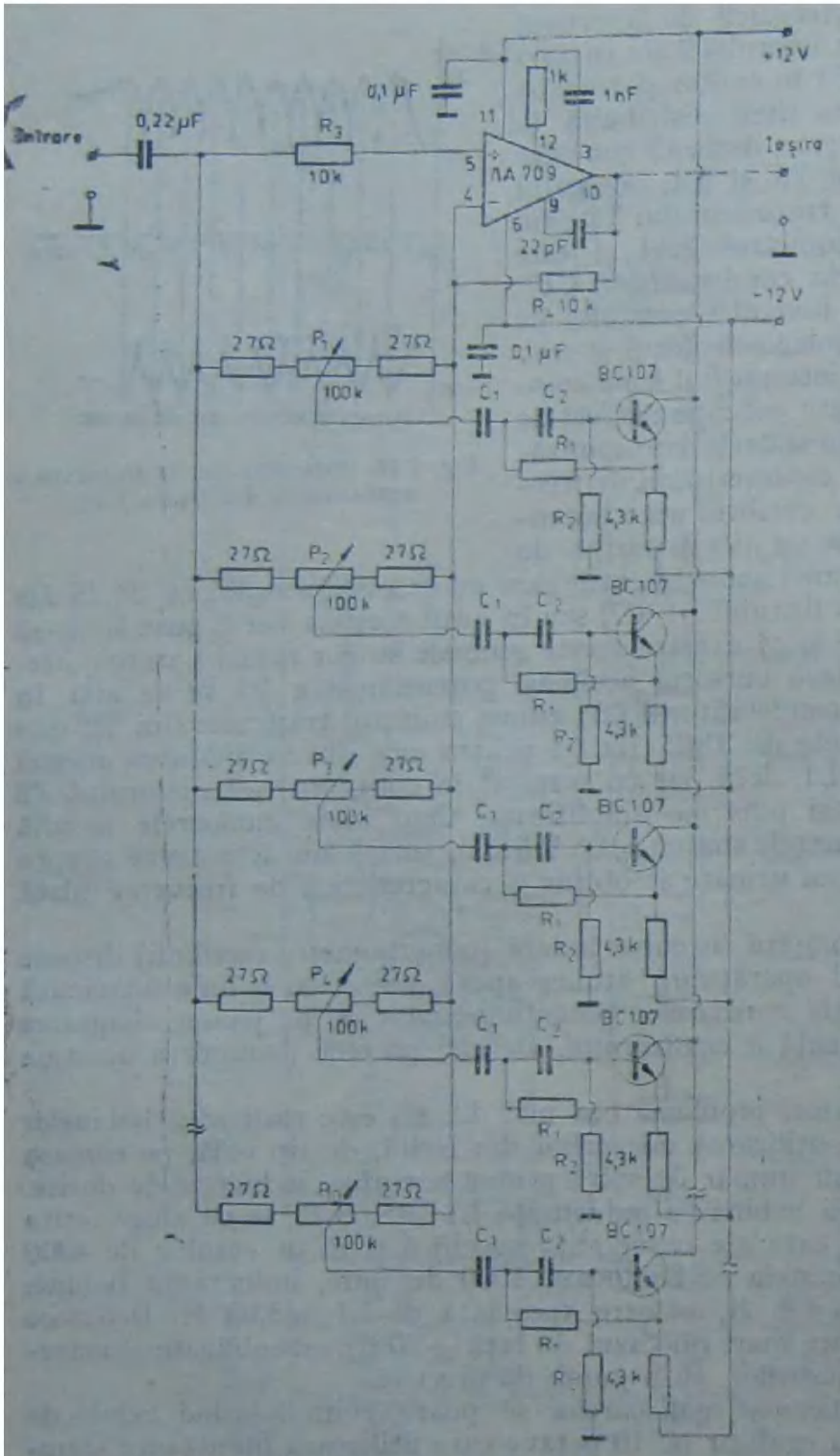


Fig. 7.27. Egalizor pe 10 octave cu inductanțe simulate cu rețele RC și tranzistoare.

Acordarea celulei egalizorului pe o anumită frecvență se face din parametrii C1, C2, R1, R2. În tabelul 7.1.1. sînt date valorile acestor parametri corespunzător acordării pe frecvențele f_0 impuse.

În schema propusă în locul AO ROB709 se pot folosi și alte amplificatoare operaționale de zgomot redus, de exemplu βM 381, βM 382, βM 387 ROB 101, ROB 8135, etc. În locul tranzistoarelor BC 107 se pot folosi BC 109 sau 173, selectate cu $\beta > 200$ și cu zgomot redus.

În figura 7.28 se prezintă un egalizor cu inductanțe simulate care conține 11 AO de tipul βA 741. Frecvențele pe care acționează filtrele sînt 50, 100, 200, 400, 800 Hz ; 1,6 ; 3,2 ; 6,4 și 12,8 kHz. Eficacitatea reglajului în cele 9 puncte ale caracteristicii de frecvențe este de ±15 dB. Alimentarea CI se face de la tensiunea dublă de ±15V. Semnalul maxim admis la intrare este de 500 mV/150 kΩ.

În principiu, egalizorul conține trei etaje: etajul de intrare format din amplificatorul operațional AO1, etajul de ieșire cu AO3 și etajul corector de frecvență format din AO2. Între intrarea inversoare și cea neinversoare a AO2 care are rol de sumator, se pla-

Tabelul 7.1.1

f_0 Hz	31,25	62,5	125	250	500	1k	2k	4k	8k	16k
C_1 [μF]	10	4,7	2,2	1	0,33	220n	100n	47n	33n	22n
C_2 [nF]	330	220	100	47	22	10	4,7	2,2	1,5	1
R_1 [kΩ]	33	33	33	33	39	39	39	39	36	30
R_2 [Ω]	220	200	220	270	330	270	330	470	220	130

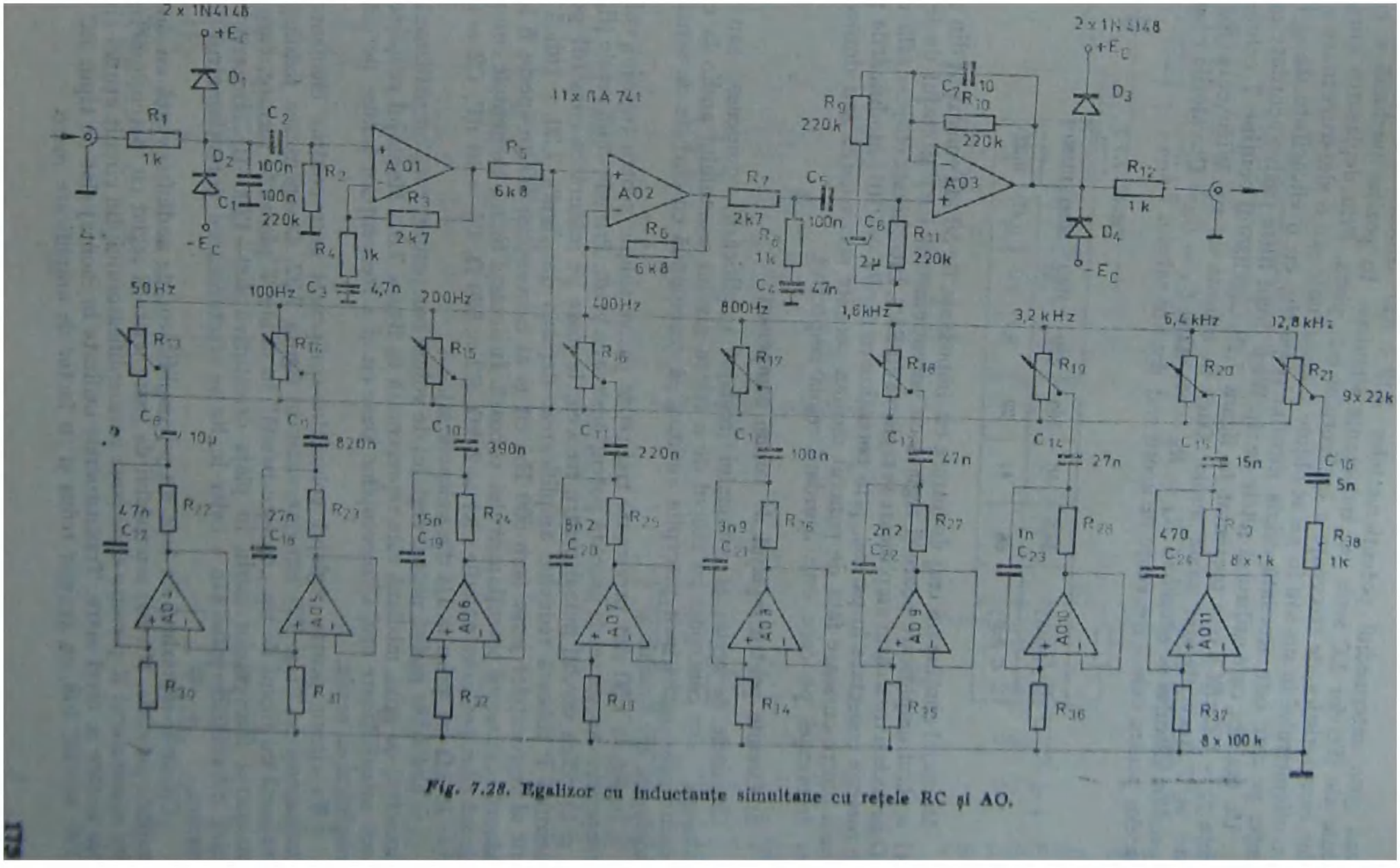


Fig. 7.28. Egalizor cu inductanțe simultane cu rețele RC și AO.

sează prin intermediul potențiometrelor R13 ÷ R21 conectate în paralel cele 9 celule ale filtrelor LC serie cu inductanțe simulate. În poziția mediană a cursoarelor caracteristica de frecvențe a egalizorului este plată. Prin deplasarea cursorului potențiometrului în sus sau în jos se obține o accentuare sau o dezaccentuare a frecvenței pe care este acordată celula filtrului respectiv, cu o eficacitate de ±15 dB.

Un egalizor care utilizează rețele de tip Wien drept filtre pasive acordate pe frecvența $f_0 = 1/(2\pi RC)$ este prezentat în figura 7.29. Egalizorul conține 7 celule acordate pe 7 frecvențe din gama audio. Dacă în rețeaua de tip Wien care formează o celulă a filtrului se consideră $R_A = R_B = 68$ kΩ și $C_A = C_B = C$, valorile condensatoarelor pentru cele 7 frecvențe de acord sînt date în tabelul 7.1.2.

Tabelul 7.1.2

f_0 [Hz]	34,5	50	100	500	1000	5000	10500
C [nF]	68	47	22	4,7	2,2	0,47	0,22

Montajul conține un etaj de intrare cu impedanța de 50 kΩ constituit din AO βA 741 a cărui amplificare poate fi reglată cu potențiometrul RP1 și etajul de ieșire cu AO de același tip a cărui amplificare se reglează cu RP2. Între aceste etaje se află celulele de corecție conectate în paralel, prin potențiometrele P1 ÷ P101. Modificările poziției unuia dintre cursoare față de punctul median permite accentuarea sau dezaccentuarea frecvenței pe care este acordată celula respectivă.

d) **Circuite pentru reglajul de volum compensat**

Circuitele de reglaj al volumului (reglajul amplificării) compensat sau „reglaj fiziologic" sînt concepute cu scopul de a releva nivelul semnalului audio la capetele benzii audio, astfel încît percepția auditivă să corespundă cu curbele de sensibilitate fiziologică ale urechii.

În figura 7.30 sînt prezentate trei rețele pasive simple pentru reglajul volumului compensat. Aceste rețele necesită potențiometre cu priză. Primele două rețele (fig. 7.30, a și b) ridică nivelul numai pentru frecvențele joase pe măsură ce cursorul potențiometrului P coboară reducînd amplificarea. Rețeaua din figura 7.30, c ridică nivelul atît al frecvențelor joase (sub 500 Hz) cît și al frecvențelor înalte (peste 5 kHz) pe măsură ce cursorul potențiometrului coboară. În această figură elementele componente ale schemei pot avea valorile: R1 = 2 kΩ, R2 = 560 Ω, C1 = 10 nF, C2 = 0,68 μF P = 10 kΩ (cu priza la 1/4 din valoarea sa).

O altă rețea pasivă pentru reglajul de volum compensat, care nu utilizează potențiometrul cu priză mediană este reprezentată în figura 7.31. Montajul reușește o relevare satisfăcătoare atît a frecvențelor joase cît și a frecvențelor înalte, pe măsură ce amplificarea scade.

Un circuit pentru reglajul volumului compensat care conține elemente active (tranzistoarele T1 și T2) este prezentat în figura 7.32. Compensarea fiziologică este realizată cu filtrul de tip „oprește bandă" în dublu T plasat la intrare, care asigură atenuarea frecvențelor medii în plaja orientativă 400—1200 Hz. Dozarea amplificării frecvențelor joase sau a celor înalte se efectuează cu potențiometrul R4 de la intrare.

Circuitul reprezintă de fapt un preamplificator de audiofrecvență cu două etaje cuplate galvanic. Nivelul semnalului de ieșire poate fi reglat cu potențiometrul R12, iar comutatorul K permite eliminarea preamplificatorului din circuit atunci cînd audiția se face la nivel mare. Tranzistoarele utilizate în montaj sînt de tipul BC 173, BC 109, sau BC 108, cu zgomot redus și cu factor de amplificare mare.

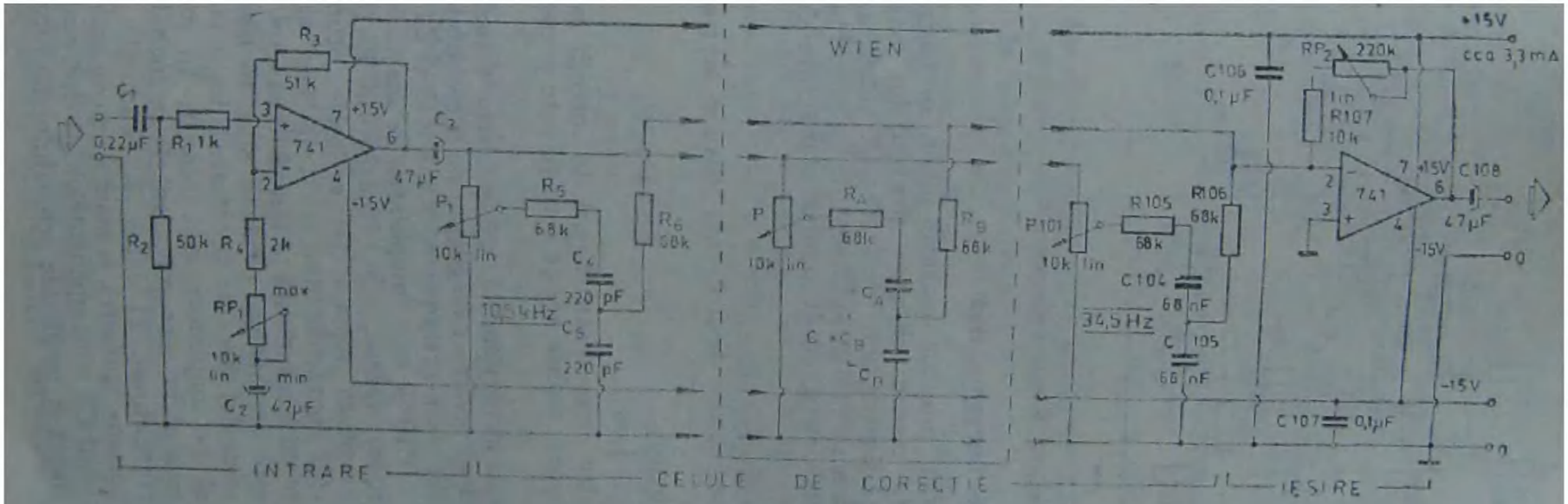


Fig. 7.29. Egalizor cu rețele Wien.

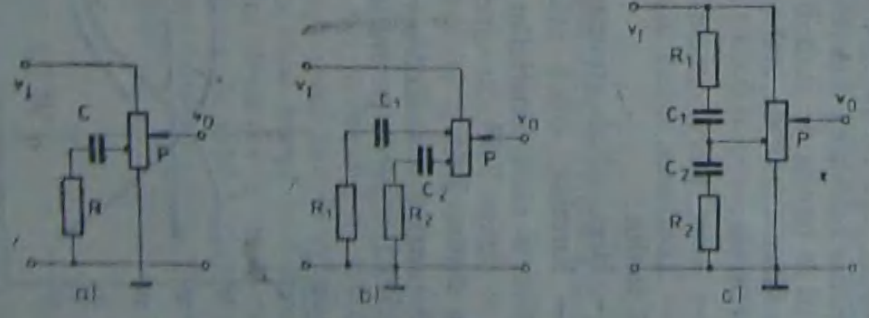


Fig. 10. Trei variante de rețele pasive pentru reglajul de volum compensat.

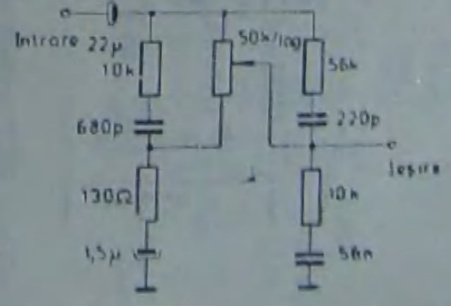


Fig. 7.31. Rețea pasivă pentru reglajul de volum compensat.

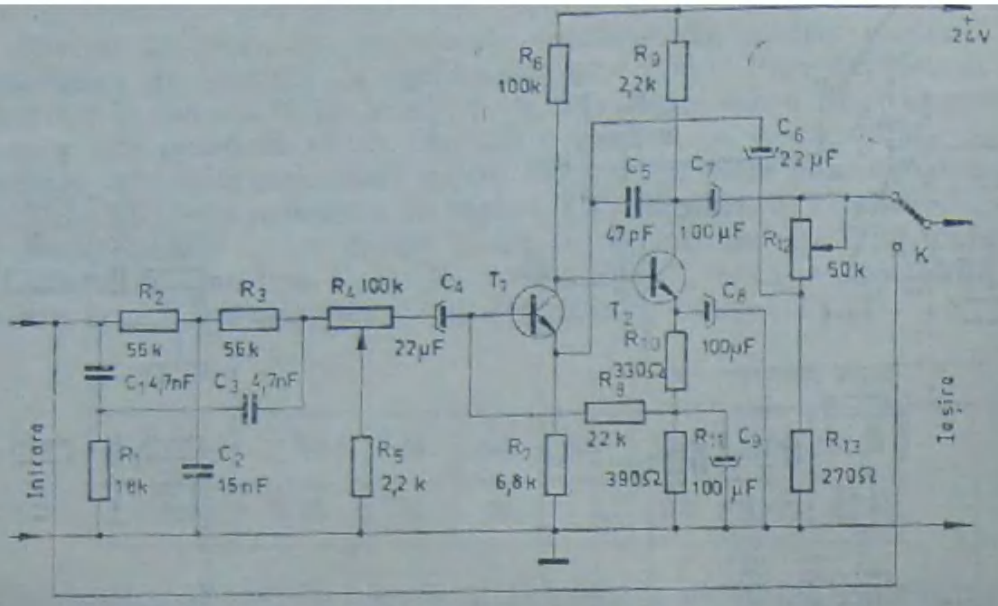


Fig. 7.32. Circuit activ pentru reglajul de volum compensat.

e) Corector de ton cu caracteristica de frecvenţe fixă

Pentru îmbunătăţirea calităţii redării unui program muzical sonor, orchestral sau vocal, diverşi ascultători au preferinţe fie pentru relevarea frecvenţelor joase, fie pentru relevarea frecvenţelor înalte. Există sisteme bine precizate care efectuează corecţii în banda de audiofrecvenţă care au caracter static, indiferent de amplitudinea semnalului util. Cele mai cunoscute tipuri de corecţii, cu denumirile consacrate sînt următoarele:

— Bass, adică accentuarea redării frecvenţelor joase;

— Loudness, adică accentuarea redării semnalelor de frecvenţă joasă şi de frecvenţă înaltă;

— Hiss, adică atenuarea frecvenţelor înalte;

— Rumble, adică atenuarea frecvenţelor joase.

Forma caracteristicilor de frecvenţă pentru aceste patru tipuri de corecţii este dată în figura 7.33, iar circuitul electric care poate realiza aceste corecţii este prezentat în figura 7.34.

Semnalul de audiofrecvenţă util este aplicat prin grupul R1, C1, pe baza tranzistorului T2, repetor pe emitor. Semnalul este apoi prelucrat de grupul de filtre format din elementele pasive R8 ÷ R15 şi C4 ÷ ÷ C10 şi este amplificat în etajul de ieşire format din tranzistorul T3 (de asemenea repetor pe emitor). Atunci cînd contactele B, LD, R şi H as află în poziţia indicată pe figură (contactul B este deschis iar celelalte sînt închise), semnalul trece de la intrare la ieşire fără să fie amplificat sau atenuat. În momentul în care contactul B se închide, tranzistorul T1 intră în conducţie şi permite scurgerea la masă prin condensatorul C3 a componentelor de frecvenţă înaltă şi medie ale semnalului de intra-

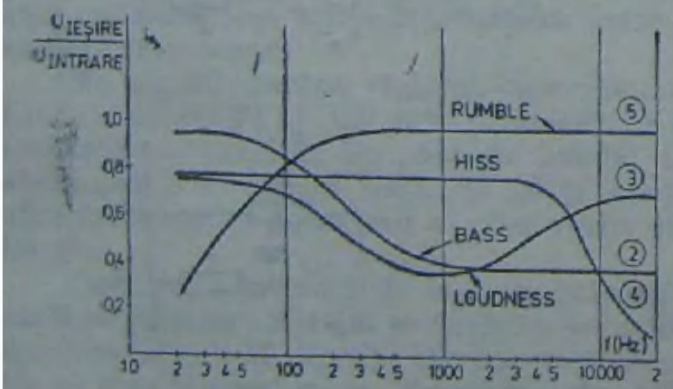


Fig. 7.33. Caracteristici de frecvenţe pentru filtre de corecţie fixă.

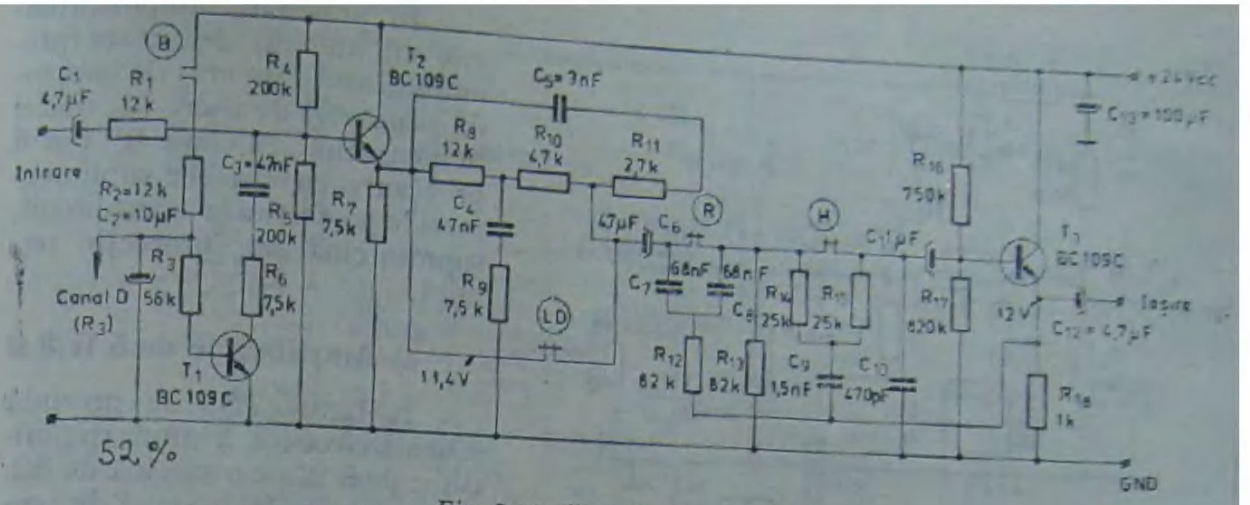


Fig. 7.34. Filtre de corecție fixă.

re. Se obține astfel o caracteristică conform curbei ② din figura 7.33, de tip Bass, cu o atenuare a frecvențelor medii și înalte de circa 8 dB.

În momentul deschiderii contactului LD (contactul B fiind deschis), intră în funcțiune filtrul oprește bandă format din R8 ÷ R11 și C4, C5, care atenuează nivelul frecvențelor medii cu circa 6 dB, obținînd caracteristica de forma ③, corespunzătoare corecției Loudness.

În mod similar se obține caracteristica ④ la deschiderea contactului H, respectiv caracteristica ⑤, la deschiderea contactului R.

Cele patru tipuri de corecții se pot acționa fie independent, (cîte una singură), fie în diferite combinații (cîte două sau cîte trei deodată), obținînd în acest fel diferite forme pentru caracteristica de frecvențe.

7.2. *EXEMPLE DE AMPLIFICATOARE DE AUDIOFRECVENȚĂ DE PUTERE*

Problema sonorizării încăperilor de locuit sau a sălilor de spectacol este mult discutată la ora actuală. Se pot da greu soluții universale în legătură cu alegerea puterii și a tipului de amplificator. Într-o locuință obișnuită, pentru o sonorizare puternică (90—95) dB este suficientă o putere cuprinsă între 3 și 10 W, în funcție de mărimea încăperii și a factorului de acțiune a boxelor. În sălile de spectacol sau în grădini de vară în aer liber se cer puteri de ordinul sutelor de wați. Dar chiar într-o locuință, utilizarea unui amplificator de 25 W nu este un lucru exagerat deoarece în mod curent din cei 25 W se folosesc doar 5 ÷ 10 W. Trecerea de la puterea de 5 W la puterea de 25 W este sesizată de organul auditiv doar ca o dublare a presiunii acustice, deoarece sensibilitatea acustică variază logaritmic cu presiunea acustică.

7.2.1. AMPLIFICATOARE AUDIO CU PUTERI SUB 25 W

Din această categorie fac parte amplificatoarele de putere pentru sonorizarea locuințelor, a autovehiculelor, a caselor de odihnă etc. În cazul alimentării de la acumulatorul autovehicolului tensiunea de alimentare este 14 (15) V, nesimetrică.

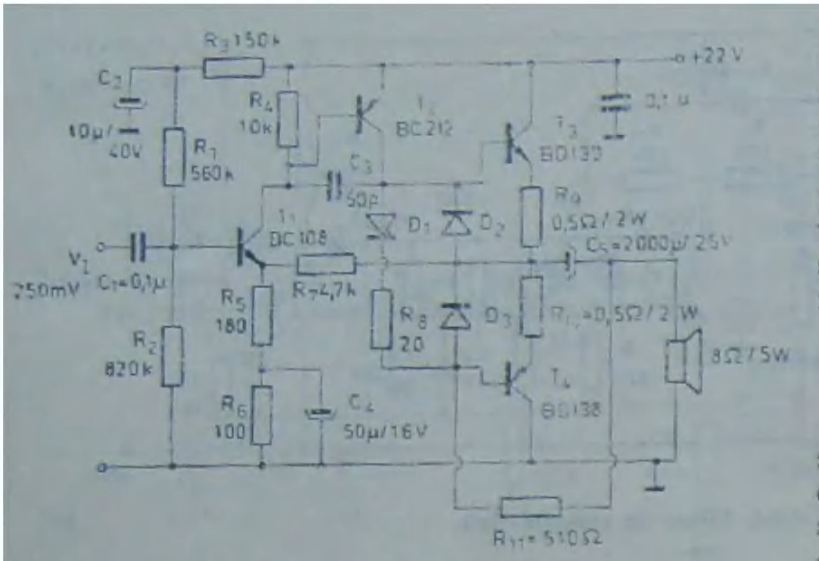


Fig. 7.35. Amplificator de 5 W/8 Ω.

În principiu, amplificatoarele au un etaj de intrare (preamplificator), un etaj de comandă și un etaj de ieșire (de obicei în contratimp în clasă B). Pot fi prevăzute cu circuite suplimentare de protecție la scurtcircuit, suprasarcină sau protecție termică.

a) Amplificator de 5 W/8 Ω

În figura 7.35 se prezintă schema electrică a unui amplificator de 5 W pe o sarcină de 8Ω, alimentat de la o sursă de tensiune nesimetrică de 22 V.

Puterea de 5 W se obține cînd la intrare se aplică un semnal de atac de 250 mV_{ef}. Acest semnal este preluat de la un preamplificator prevăzut cu reglaje de ton și de volum. Etajul de intrare este constituit din tranzistorul T1 în montaj cu emitorul comun polarizarea bazei fiind realizată prin rezistențele R1 și R2. Impedanța de intrare este de circa 250 kΩ. Condensatorul C2 decuplează circuitul de polarizare a acestui tranzistor față de restul montajului. Prin rezistența R5 se realizează o reacție negativă a etajului în curent alternativ (condensatorul C4 decuplează rezistența R6), iar prin rezistența R7, o reacție de curent continuu de la punctul median al etajului de ieșire.

Etajul de comandă conține tranzistorul T2 în montaj cu emitor comun. Sarcina statică din colectorul acestui tranzistor o constituie rezistența R11 în serie cu D1 (1N4002), R8 și difuzorul (ultimele trei componente au rezistențe mult mai mici față de R11). Dioda D1 în serie cu R8 realizează polarizarea etajului de ieșire și în același timp compensarea sa termică prin plasarea diodei în vecinătatea radiatoarelor tranzistoarelor T3 și T4.

Etajul de ieșire în contratimp în clasă B este compus din cele două tranzistoare complementare T3 și T4, prevăzute cu rezistențele în emitor R9 și R10 care realizează reacții negative locale. Difuzorul este conectat la masă prin condensatorul C5 de 2000 µF. Diodele D2 și D3 (tip 1N4002) au rol de protecție pentru tranzistoarele de ieșire. Etajului de comandă i se aplică reacția pozitivă bootstrap formată din grupul R11, C5 și difuzorul de 8Ω, schema reacției fiind identică cu cea descrisă în figura 4.35, b. Tranzistoarele de ieșire trebuie prevăzute cu radiatoare cu o suprafață de minim 50 cm^2 pentru fiecare tranzistor (tablă de aluminiu de 1 ÷ 2 mm grosime).

b) Amplificator de 5 W/16 Ω

În figura 7.36 se prezintă schema unui alt amplificator de 5 W, pe o sarcină de 16 Ω, alimentat de la o tensiune de 24 V, filtrată de condensatorul C9 de mare capacitate. Schema reprezintă etajul de putere al magnetofonului stereo M2405S „Forte" de producție poloneză, care realizează distorsiuni sub 1% în gama de frecvențe 40 Hz ÷ 16 kHz.

Ca și în cazul precedent, etajul de intrare este realizat cu tranzistorul T1 a cărui bază este polarizată prin grupul de rezistențe R2, R3, R4 iar intrarea se face prin dipolii R1, C1 și R4, C3 (la masă) care asigură o caracteristică puternic căzătoare în funcție de frecvență. Se pot aplica la intrare tensiuni ce depășesc 1 V, impedanța

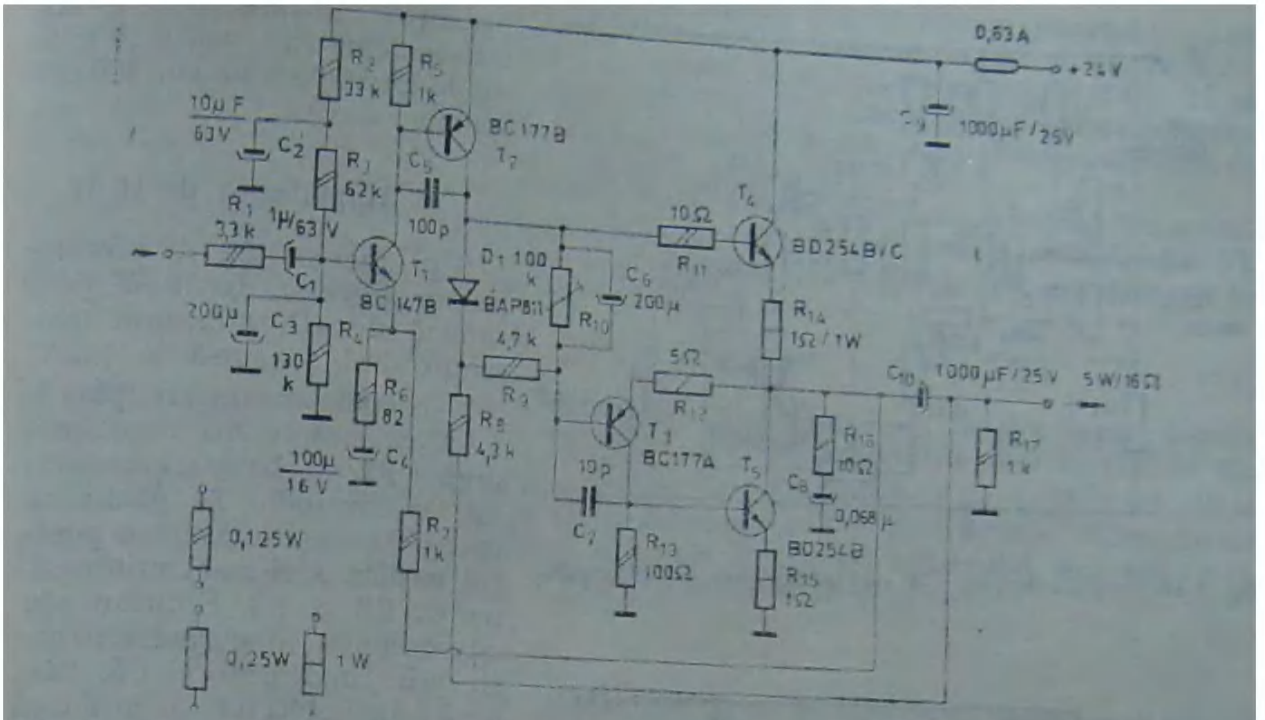


Fig. 7.36. Amplificator de 5 W/16 Ω.

de intrare fiind de circa 25 kΩ. Rezistența R7 asigură o reacție de curent continuu de la punctul median al etajului de ieșire. Prin grupul R6, C4 se realizează o reacție de curent alternativ.

Etajul de comandă este constituit din tranzistorul T2 avînd ca sarcină în colector rezistența R8. Grupul format din R9, R10 și D1 asigură curentul de prepolarizare a tranzistoarelor de ieșire. Dioda D1 este pe același radiator cu tranzistoarele de ieșire. Prin condensatorul C10 și rezistența de sarcină (în paralel cu R17) se realizează conexiunea bootstrap între etajul de ieșire și cel de comandă.

Etajul de ieșire funcționează în clasă B cu simetrie cvazicomplementară. Dubletul Darlington T3, T5 este un echivalent pnp, complementar cu T4 de tip npn. Rezistențele din emitor produc o reacție negativă locală. Tranzistoarele de ieșire sînt plasate pe radiatoare cu suprafața minimă de 50 cm² fiecare. Îmbunătățirea stabilității la frecvențe înalte este realizată prin condensatoarele de capacitate mică C5 și C7, conectate între baza și colectorul tranzistoarelor T2, respectiv T3. Prin efect Miller acestea se „văd" în circuitul bază emitor ca avînd valoarea de A_u ori mai mare (A_u fiind amplificarea în tensiune a etajului). Circuitul Boucherot format din R16 și C8 are rolul de a suprima oscilațiile de înaltă frecvență la ieșire. Acest amplificator nu este prevăzut cu protecții; singura protecție globală este siguranța de 0,63 A.

c) **Amplificator de 4 W cu tranzistoare de germaniu**

În figura 7.37 se prezintă un amplificator de 4 W pe o sarcină de 4Ω cu tranzistoare de germaniu. Alimentarea se poate face și de la acumulatorul de 12 V. Circuitul este clasic, cu ieșire complementară în clasă B. Polarizarea tranzistoarelor finale se face nu cu diode ci prin grupul R8, R9, R11, ultima fiind o rezistență cu coeficientul negativ de variație cu temperatura, plasată pe radiatoarele tranzistoarelor de ieșire T3 și T4. Se mai observă o conexiune bootstrap la nivelul etajului de intrare, realizată cu condensatorul C3.

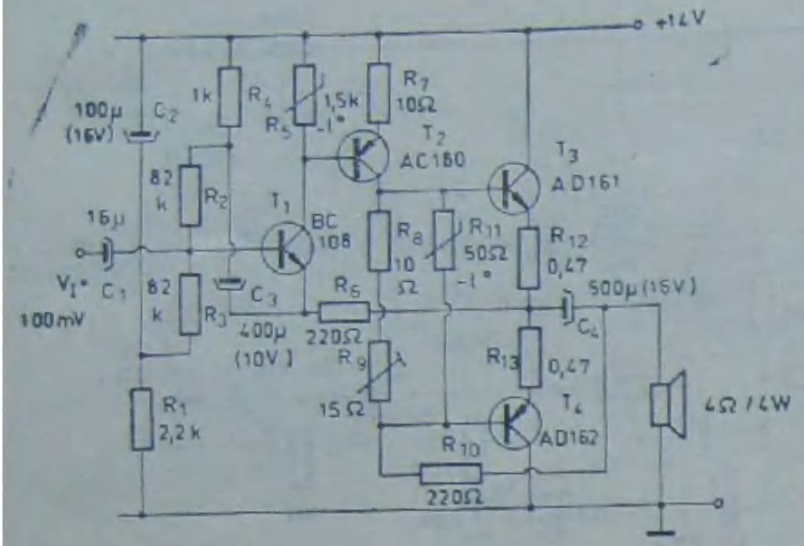


Fig. 7.37. Amplificator de 4 W cu tranzistoare de germaniu.

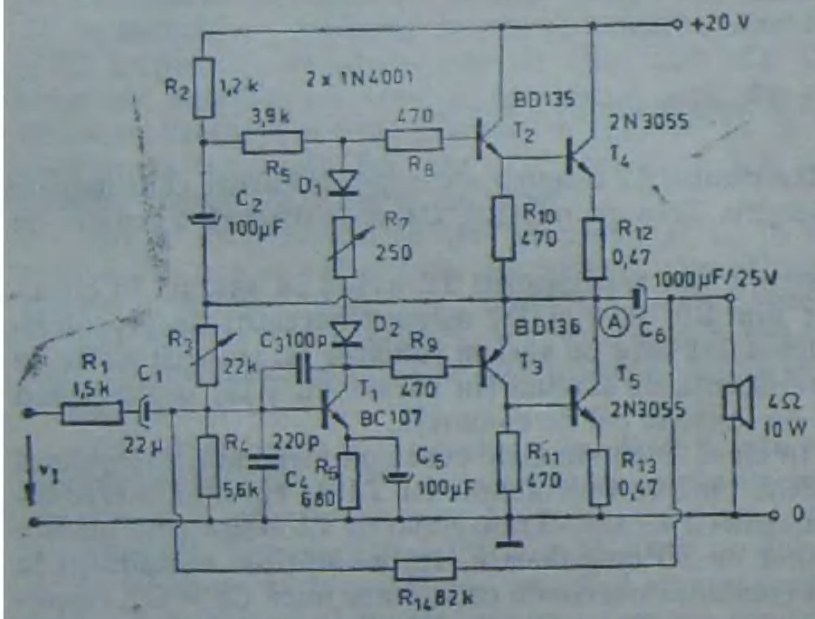


Fig. 7.38. Amplificator de 10 W/4 Ω.

Acest amplificator are impedanța de intrare circa 10 kΩ, iar semnalul care poate fi aplicat la intrare este maxim 100 mV (minim 5 mV).

d) Amplificator de 10 W

În figura 7.38 se prezintă un amplificator de 10 W pe o sarcină de 4Ω, alimentat nesimetric de la o sursă de +20V.

Semnalul de intrare (pînă la 1,5 V valoare de vîrf) atacă prin grupul R1, C1 baza tranzistorului de comandă T1 polarizată în curent continuu între punctul median A și masă prin rezistențele R3 și R4. Emitorul său este decuplat în curent alternativ prin condensatorul C5. Sarcina din colector o formează rezistențele R2, R5, R7 în serie cu diodele D1 și D2. Grupul D1, R7, D2 realizează polarizarea (de repaos a) tranzistoarelor T2 și T3, deci și a tranzistoarelor de ieșire T4 și T5. Este prevăzută o reacție de curent alternativ prin rezistența R14 de la sarcină la baza tranzistorului T1.

Etajul de ieșire este constituit din dubleții Darlington T2, T4 (echivalent npn avînd tensiunea de deschidere echivalentă 2·0,65 V) și T3, T5 (cu inversare de polaritate, echivalent pnp cu tensiunea de deschidere de 0,65 V) care funcționează în clasă B. Rezistențele de emitor R12 și R13 produc o reacție locală în etajul de ieșire. Rezistențele R10 și R11 conectate între baza și emitorul tranzistoarelor T4 și T5 îmbunătățesc funcționarea acestor tranzistoare la frecvențe înalte prin eliminarea sarcinii stocate în bază în perioada în care unul dintre tranzistoare (în mod alternativ) este blocat. Rezistențele R8 și R9 protejează într-o oarecare măsură tranzistoarele de ieșire la suprasarcini prin limitarea curentului injectat în bazele tranzistoarelor T2 și T3 deci și în bazele tranzistoarelor T4 și respectiv T5. Tranzistoarele de ieșire se află pe radiatoare cu suprafața de minim 80 cm² fiecare.

Condensatorul C2 realizează conexiunea bootstrap între etajul de ieșire și cel de comandă, ceea ce conduce la o creștere însemnată a sarcinii dinamice a tranzistorului de comandă T1. Condensatoarele C3 și C4 îmbunătățesc stabilitatea la frecvențe înalte a etajului de comandă.

Amplificatorul are două posibilități de reglare pentru fixarea punctului static de funcționare a etajului de ieșire, prin intermediul rezistențelor R3 și R7. Se recomandă mai întîi alegerea de tranzistoare perechi la ieșire: tranzistoarele T4 și T5 să aibă caracteristici identice iar tranzistoarele T2 și T3 , caracteristici complementare. Abaterea parametrului β în toată gama de curenți de lucru nu trebuie să difere de la un tranzistor la perechea sa cu mai mult de $5 \div 10\%$.

Se reglează mai întîi rezistența R3 pînă cînd punctul median A capătă un potențial egal cu jumătate din tensiunea de alimentare (în cazul de față $V_A = 20/2 = 10$ V). Se reglează apoi rezistența R7 pînă cînd curentul care circulă prin tranzistoare de ieșire T4 sau T5 capătă valoarea de repaos

$$I_{repaos} = (5 \div 10)\sqrt{P}, \tag{7.1}$$

în care P este puterea în sarcină exprimată în W, iar I_{repaos} rezultă în mA. Limita inferioară corespunde unei sarcini de 16Ω, iar limita superioară unor sarcini de 4Ω. În cazul schemei din figura 7.38 curentul de repaos este $I_{repaos} = (5 \div 10)\sqrt{10} = 15 \div 30$ mA. Pentru sarcina de 4Ω se recomandă deci $25 \div 30$ mA. Acest curent poate fi măsurat și cu un voltmetru conectat la bornele rezistenței R12 sau R13. Căderea de tensiune va fi $U_{R12} = 0{,}47 \cdot (25 \div 30) = 12 \div 14$ mV.

e) Amplificator de 15 W

În figura 7.39 se prezintă un amplificator de 15 W care poate debita pe o sarcină de $4 \div 8$ Ω, alimentarea făcîndu-se la o tensiune de $24 \div 40$ V (alimentat la 40 V poate debita pînă la 25 W pe o sarcină de 4Ω). Sensibilitatea la intrare este de 0,5 V (pentru $P_L = 15$ W), iar distorsiunile sînt sub 0,5% în banda 15 Hz ÷ 25 kHz. Schema nu diferă prea mult de cea descrisă în figura 7.38.

Amplificatorul este constituit numai din două etaje; etajul de comandă realizat cu dubletul Darlington T1, T2 și etajul de ieșire cu simetrie cvazicomplementară realizat cu dubleții Darlington T4, T6 (echivalent npn) și T5, T7 (echivalent pnp). Polarizarea bazei tranzistorului T1 este realizată între tensiunea punctului median A și masă de către grupul de rezistențe R3, R4, R5. Prin rezistența R5 se reglează potențialul punctului A la o valoare egală cu jumătate din tensiunea de alimentare.

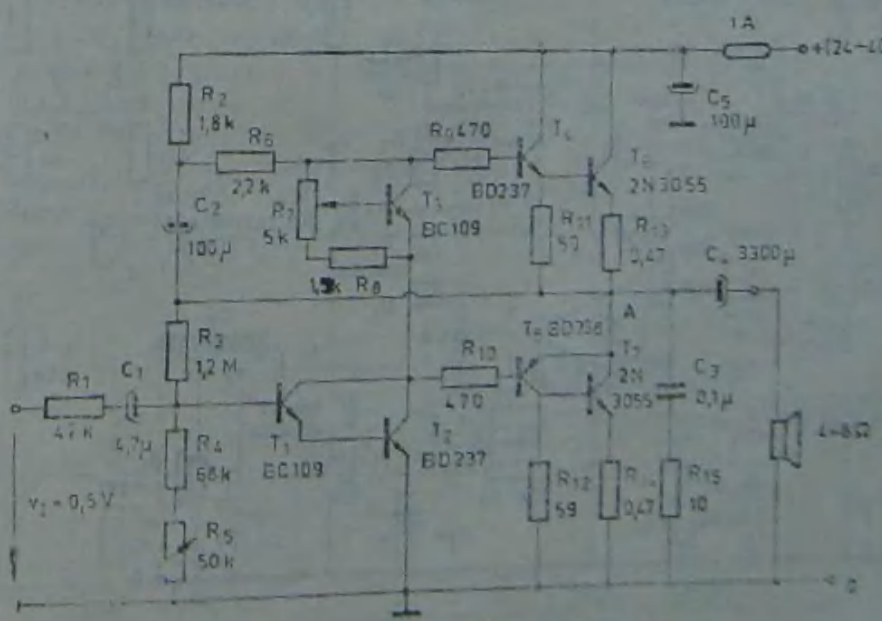


Fig. 7.39. Amplificator de 15 W.

Sarcina statică din colectorul dubletului T1, T2 o constituie rezistențele R2 în serie cu R6 și în serie cu tranzistorul T3 care are rol de diodă multiplicată. Tensiunea de repaos, la temperatura de 25°C, între colectorul și emitorul acestui tranzistor trebuie să fie de circa $3 \cdot 0{,}65\ V \cong 2\ V$ pentru a compensa căderile de tensiune pe joncțiunile bază-emitor ale tranzistoarelor T4, T6 și T5. Tranzistorul T3 este plasat în vecinătatea radiatoarelor tranzistoarelor de ieșire pentru a realiza o compensare termică a acestor căder. de tensiune. Radiatoarele (tablă de aluminiu de $2 \div 3$ mm grosime) au circa 150 cm² fiecare. Curentul de repaos al tranzitorului de ieșire se reglează din potențiometrul R7 la o valoare de circa 50 mA (în relația 7.1 se consideră $P = 25$ W și $R_L = 4\Omega$). La ieșire se prevede circuitul Boucherot format din C3 și R15 pentru suprimarea unor eventuale oscilații de înaltă frecvență. Circuitul este protejat cu o siguranță de 1 A.

f) Amplificator de 25 W cu intrare prin amplificator operațional

În figura 7.40 se prezintă un amplificator care poate debita pînă la 25 W/4Ω și poate fi alimentat fie de la o sursă de +36 V fie de la un acumulator de 12 V.

În cazul alimentării de la 36 V, intrarea poate fi atacată cu tensiunea de vîrf maximă de 0,7 V, iar puterile debitate pe sarcină sînt: 25 W (4Ω), 12,5 W (8Ω) și 6,25 W (16Ω). Distorsiunile sînt de 0,7% la putere maximă.

În cazul alimentării de la acumulatorul de 12 V, intrarea poate fi atacată cu o tensiune de vîrf de maxim 0,25 V iar puterile debitate sînt: 3 W (4Ω), 1,5 W (8Ω) și 0,8 W (16 Ω).

Etajul de ieșire constituit din tranzistoarele Darlington T1 și T2 este comandat de către AO 761, care primește semnal la borna neinversoare (terminalul 3) prin grupul C1, R1, R2, R4. La borna inversoare se aplică atît o reacție de curent continuu (prin rezistența R6 de la punctul median A), cît și o reacție de curent alternativ (prin rezistența R7 de la bornele sarcinii). Sarcina statică a AO (ieșirea la terminalul 7) este constituită din grupul R8, R9, D1, D2, în care diodele stabilesc curentul de repaos prin tranzistoarele finale. Conexiunea bootstrap datorită condensatorului C6 mărește

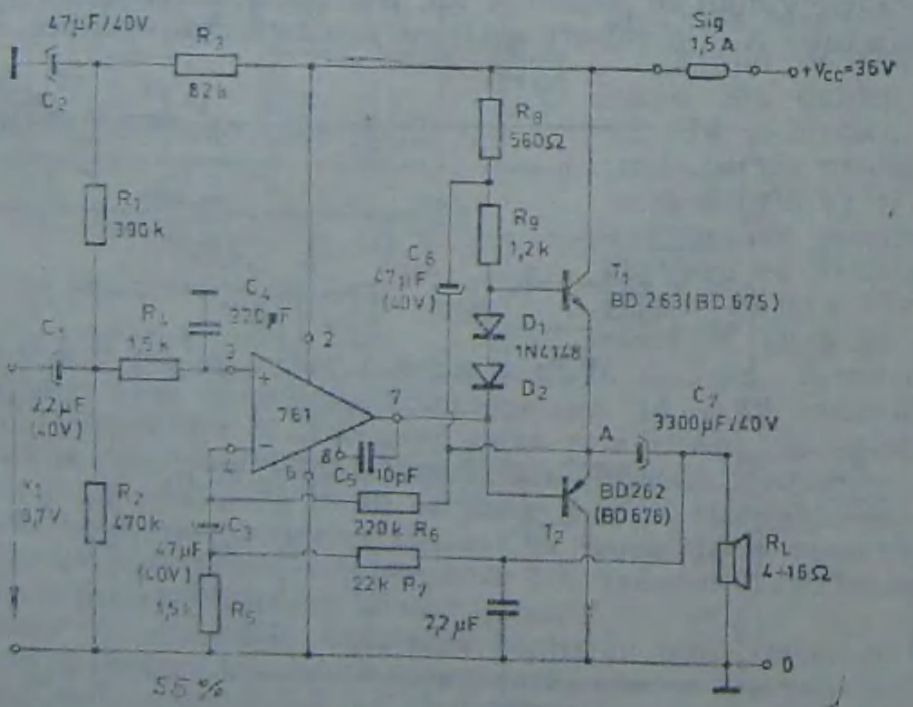


Fig. 7.40. Amplificator de 25 W.

rezistența de sarcină dinamică AO. Prin rezistența R3 și condensatorul C2 se decuplează intrarea în amplificatorul operațional de restul circuitului. Protecția amplificatorului este realizată prin siguranța de 1,5 A, care reprezintă curentul maxim absorbit de la sursa de 36 V, la o putere pe sarcină de 25 W.

g) Amplificator de 20 W cu intrare diferențială

În figura 7.41 se prezintă un amplificator de 20 W, pe o sarcină de 4Ω, cu alimentare nesimetrică la +30 V, prevăzut cu protecție la suprasarcină și scurtcircuit.

Montajul are la intrare un etaj diferențial format din tranzistoarele T1 și T2. Ieșirea nesimetrică (din colectorul lui T1) atacă baza tranzistorului T3 care formează etajul de comandă. Tranzistorul T4 împreună cu potențiometrul R1 formează dioda multiplicată prin intermediul căreia se polarizează etajul de ieșire. Tranzistorul T4 se plasează în vecinătatea radiatorului tranzistoarelor de ieșire T7, T8. Etajul de ieșire funcționează în clasă B cu simetrie cvazicomplementară. Condensatorul C5 realizează conexiunea bootstrap. Sarcina este conectată la masă prin intermediul condensatorului de mare capacitate C6. Prin rezistența R20 se obține o reacție de curent alternativ negativă între sarcină și etajul de intrare.

Reglajul simetriei montajului se face prin rezistența R10 astfel încît potențialul punctului A să fie $V_A = 15$ V. Curentul de repaos se reglează prin rezistența R1 la valoarea de circa 50 mA.

Tranzistoarele T9 și T10 au rolul de protecție pentru tranzistoarele de ieșire T7 și T8. Căderea de tensiune pe rezistențele R6 și R7 se aplică prin divizoarele R2, R3 și R4, R5 între baza și emitorul tranzistoarelor T9 și respectiv T10. Cînd aceste căderi de tensiune aplicate potențiometric tranzistoarelor T9 și T10 depășesc valoarea de prag (0,65 V), ele deturnează curenții de atac ai tranzistoarelor finale la masă. În alternanța pozitivă (cînd conduce tranzistorul T7) cînd se depășește tensiunea de prag, tranzistorul T9 intră în conducție și scurtcircuitează calea de curent pentru tranzistorul T5, limitînd curentul prin tranzistorul T7. În alternanța

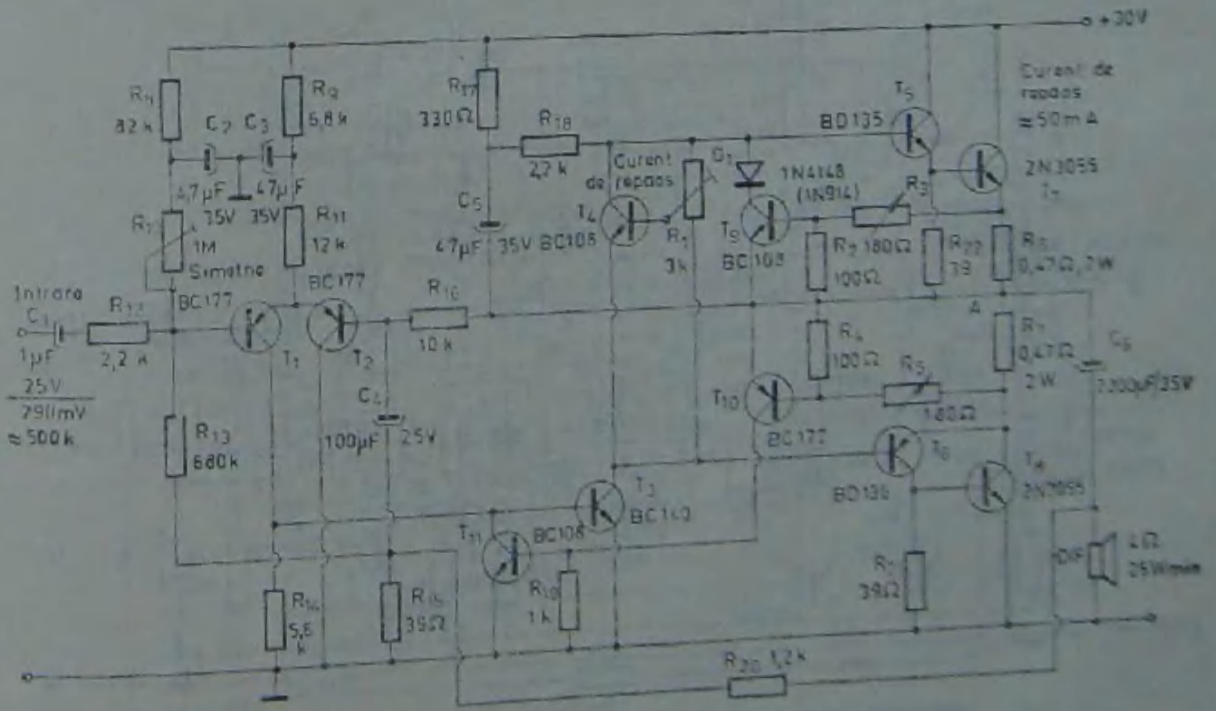


Fig. 7.41. Amplificator de 20 W/4 Ω.

negativă (cînd conduce tranzistorul T8), la depășirea tensiunii de prag se deblochează tranzistorul T10, apoi, datorită căderii de tensiune pe R19, intră în conducție T11 care scurtcircuitează alimentarea tranzistorului de comandă T3, limitînd curentul prin dubletul T6, T8. Valoarea curentului la care intră în acțiune protecția se poate regla din rezistențele R3 și R5. Pentru R3 = R5 = 180 Ω, protecția acționează prin limitarea curentului la circa 3,5 A (valoarea de vîrf). Cîteva date care se referă la performanțele amplificatorului sînt: distorsiuni sub 1%, în gama de 20 Hz ÷ 16 kHz la o putere de 20 W; tensiunea nominală de intrare este de 290 mV iar rezistența de intrare de 500 kΩ.

h) Amplificator de 20 W cu protecție

În figura 7.42 se prezintă schema electrică a amplificatorului de 20 W/4Ω, alimentat de la 40 V. Impedanța de intrare este de circa 100 kΩ, iar tensiunea de atac la putere maximă este de 250 mV. Banda de frecvențe este cuprinsă între 20 Hz și 20 kHz cu distorsiuni armonice totale de 0,1% în gama de 300 mW ÷ 20 W. Este un amplificator de înaltă fidelitate (Hi-Fi).

Etajul de intrare este realizat cu tranzistorul T1 alimentat între punctul median A și masă. Potențialul punctului A se reglează cu P1 la valoarea de 20 V. Este prevăzută o reacție negativă de curent alternativ de la sarcină prin rezistența R15.

Condensatoarele C3 și C4 constituie conexiuni bootstrap atît la nivelul primului etaj cît și respectiv la nivelul etajului de comandă, constituit din tranzistorul T2.

Tranzistorul T3 în montaj de diodă multiplicată trebuie să aibă la borne o tensiune de repaos de circa 3 · 0,65V ≅ 2 V la temperatura de 25°C și se plasează în vecină-

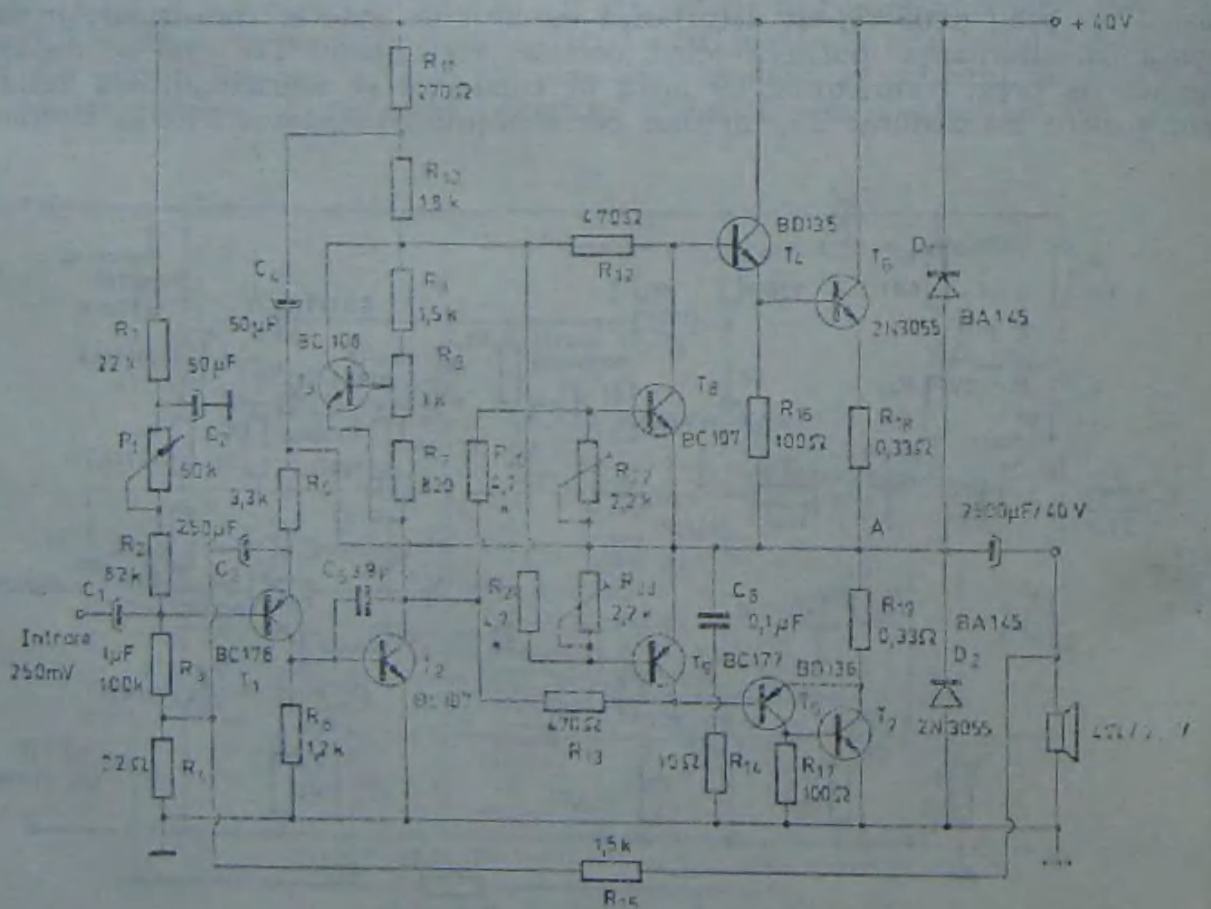


Fig. 7.42. **Amplificator de 20 W cu protecție.**

tatea tranzistoarelor de ieşire T6 şi T7. Etajul de ieşire conţine dubleţii Darlington formaţi din tranzistoarele T4, T6 (echivalent npn) şi T5, T7 (echivalent pnp) cu simetrie cvazicomplementară. Curentul de repaos al tranzistoarelor de ieşire se reglează din R8 la circa 50 mA.

Etajul de comandă injectează curenţi în baza trazistoarelor T4 şi T5 prin rezistenţele R12 şi R13 care au rolul de limitare a curentului în cazul unor suprasarcini. Reţeaua de protecţie la scurtcircuit sau la suprasarcină este compusă din tranzistoarele T8, T9 şi diodele D1, D2, acestea din urmă conectate invers la bornele tranzistoarelor T6 şi T7. La apariţia unui scurtcircuit la ieşire (sau o suprasarcină) creşte căderea de tensiune pe rezistenţele de emitor R18 sau R19, iar la un anumit nivel tranzistoarele de protecţie T8 şi T9 intră în conducţie şi deturnează prin ele curentul aplicat în baza tranzistoarelor T4 şi T5 din etajul de comandă. Este obligatorie utilizarea diodelor D1 şi D2 pentru protecţia tranzistoarelor de ieşire la supratensiuni inverse care pot apare cînd tranzistoarele de ieşire comută brusc. Curentul la care opercază circuitul de protecţie poate fi reglat cu rezistenţele R22 şi R23, aşa cum s-a descris în capitolul 4.

i) Amplificator de 20 W cu alimentare simetrică

Condensatorul de cuplaj al sarcinii (cu capacitate în general peste 1 000 μF) este o piesă voluminoasă în orice amplificator de putere şi de aceea mulţi constructori evită utilizarea lui, adoptînd soluţia alimentării de la o sursă simetrică (cu priză mediană). Un astfel de amplificator este prezentat în figura 7.43, alimentat de la sursa dublă ±25 V. Puterea debitată pe sarcina de 8Ω este de 20 W, cînd la intrare se aplică un semnal de 1 V. Impedanţa de intrare este de circa 10 kΩ. Distorsiunile armonice sînt sub 0,4% în gama 16 Hz ÷ 20 kHz.

Primele două etaje de intrare (T1, T2, T3, T5) sînt diferenţiale. Rezistenţa R7 serveşte pentru reglarea nulului punctului A. Tranzistoarele T4 şi T6 formează o

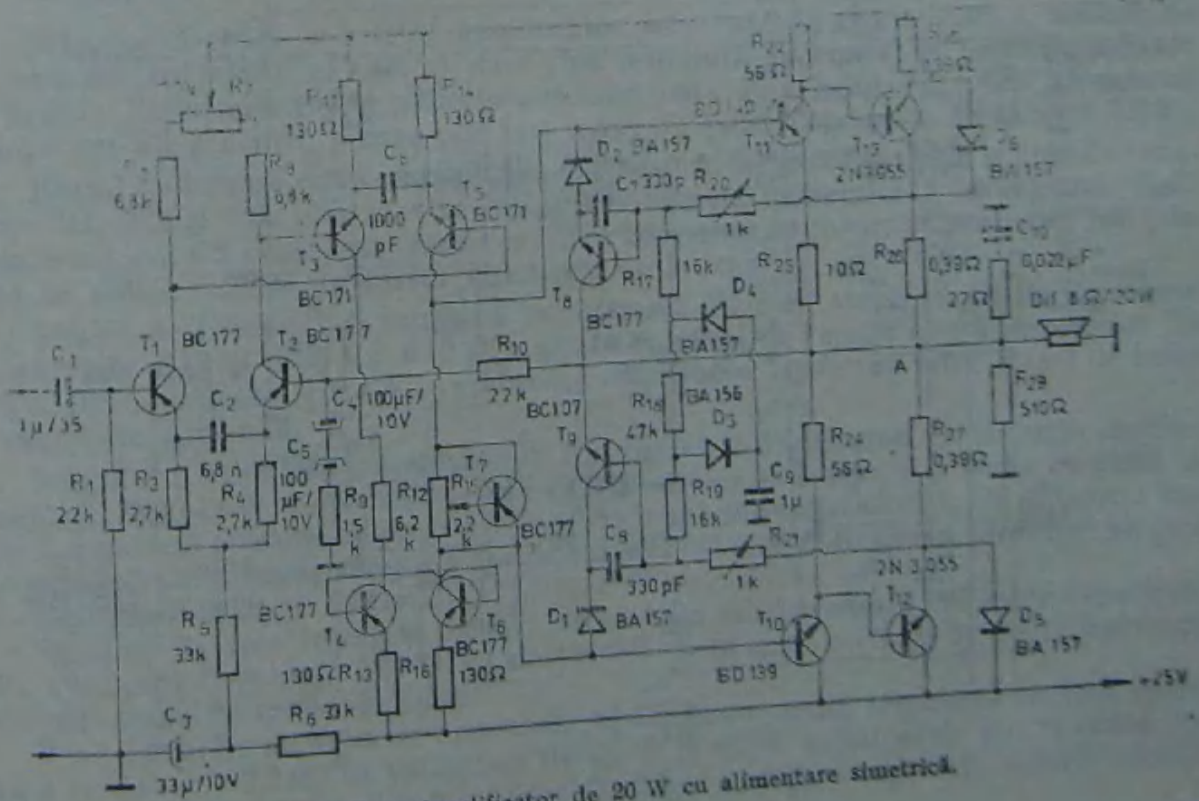


Fig. 7.43. Amplificator de 20 W cu alimentare simetrică.

oglindă de curent pentru îmbunătățirea simetriei etajului de ieșire. Cu rezistența R15 se reglează curentul de repaos al tranzistoarelor de ieșire T12 și T13 la circa 50 mA.

Etajul de ieșire este clasic, cu simetrie cvazicomplementară. Trazistoarele finale se montează pe radiatoare cu suprafețe de minim 150 cm² fiecare. Tranzistoarele T8 și T9 împreună cu diodele D1 ÷ D6 și rezistențele adiacente formează circuitul de protecție la scurtcircuit sau la suprasarcini. Reglarea curentului la care intră în acțiune protecția se face prin rezistențele R20 și R21.

j) Amplificator de 25 W

În figura 7.44 se prezintă schema amplificatorului de 25 W/8 Ω alimentat de la +48 V. Schema este asemănătoare cu cea din figura 7.42. Impedanța de intrare este 150 kΩ, iar tensiunea de atac pentru puterea maximă este de 350 mV. În banda de frecvențe de 16 Hz ÷ 25 kHz distorsiunea armonică totală este sub 0,1% la puterea de 25 W făcînd parte din amplificatoarele de înaltă fidelitate (Hi-Fi).

Atît în etajul de intrare (tranzistorul T1) cît și în etajul de comandă (tranzistorul T2) sînt prevăzute reacții pozitive bootstrap prin condensatoarele C4, respectiv C6, pentru mărirea impedanței dinamice în sarcină a etajelor.

În figura 7.45 sînt prezentate două rețele de protecție la scurtcircuit sau la suprasarcini. Literele indică punctele de conectare a uneia sau alteia din rețele în schema amplificatorului. Prima (fig. 7.45, a) este o rețea de protecție cu limitarea curentului de sarcină, iar cealaltă (fig. 7.45, b) este o rețea de protecție cu „aducerea curentului la zero". Modificarea valorii curentului la care acționează protecția se realizează cu rezistențele reglabile R21 și R23.

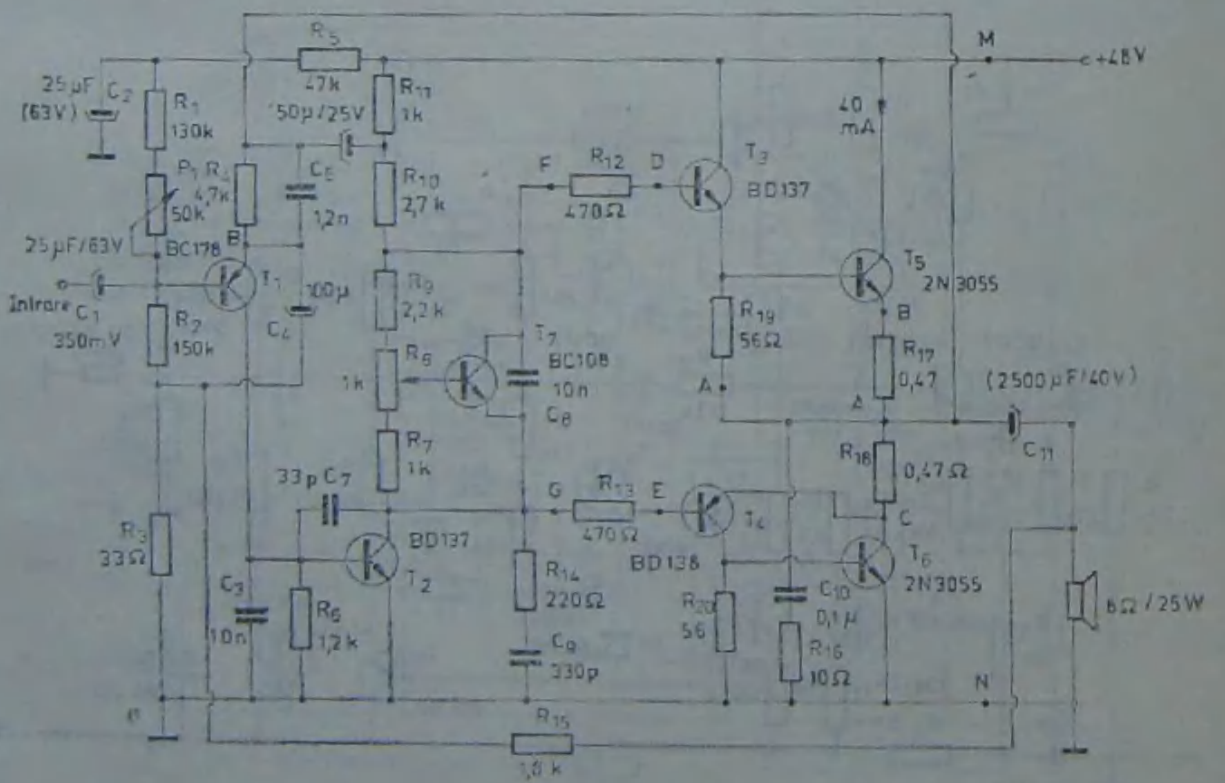


Fig. 7.44. Amplificator de 25 W/8 Ω.

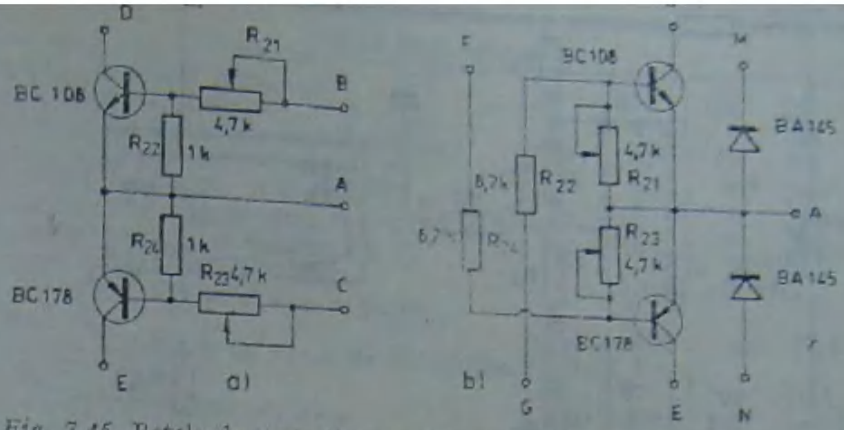


Fig. 7.45. Rețele de protecție: a — cu limitarea curentului de sarcină; b — cu aducerea curentului la zero.

7.2.2. AMPLIFICATOARE AUDIO CU PUTERI PESTE 25 W

În această categorie intră amplificatoarele care corespund total standardului european pentru reproducerea de înaltă fidelitate (Hi-Fi) a sunetului. Se pot utiliza atît pentru sonorizarea locuințelor unor ascultători foarte pretențioși, cît și pentru sonorizări în săli de spectacole, discoteci, case de cultură sau grădini de vară. Construcția lor poate fi făcută atît în variantă monofonică cît și în variantă stereofonică, în care caz montajul este realizat în dublu exemplar, simetric.

a) Amplificator Hi-Fi clasic de 25 W, 50 W, 100 W

Schema electrică a acestui amplificator este dată în figura 7.46, a, alături de rețeaua de protecție (fig. 7.46, b), care vine conectată în montaj în punctele indicate în desen. Performanțele amplificatorului sînt date în tabelul 7.2.1, iar elementele componete ale schemei, pentru cele trei valori de puteri nominale, în tabelul 7.2.2.

Etajul de intrare este constituit din tranzistorul T1 polarizat prin grupul de rezistențe R1, R2 și R3, prin care se reglează potențialul punctului A la valoarea $E_c/2$. Condensatorul C3 constituie reacția pozitivă bootstrap la nivelul acestui etaj, iar prin R14 se aplică reacția de curent alternativ de la ieșire.

Etajul de comandă îl formează tranzistorul T2 care atacă etajul de ieșire prin rezistențele R12 și R13. Cu R10 se reglează curentul de repaos al tranzistoarelor T4 și T5. Prin condensatorul C4 se realizează conexiunea bootstrap între etajul de ieșire și etajul de comandă.

Etajul de ieșire este constituit din tranzistoarele Darlington cu simetrie complementară. Rezistențele din emitor R15 și R16 servesc atît pentru a sesiza curentul la care acționează rețeaua de protecție la scurtcircuit sau suprasarcini, cît și pentru îmbunătățirea stabilității termice a tranzistoarelor de ieșire. Reglarea protecției se face cu rezistențele R20 și R21.

Sarcina R_L este legată la borna „rece" prin condensatorul de mare capacitate C10. Circuitul Boucherot C9, R17 amortizează eventualele oscilații de înaltă frecvență care pot apare în etajul de ieșire.

Tranzistoarele de ieșire se montează pe radiatoare avînd rezistența termică specificată în tabelul 7.2.2. În variantele de 25 W și 50 W radiatoarele pot fi confecționate din tablă de aluminiu cu grosime de 3 mm și avînd suprafața activă minimă

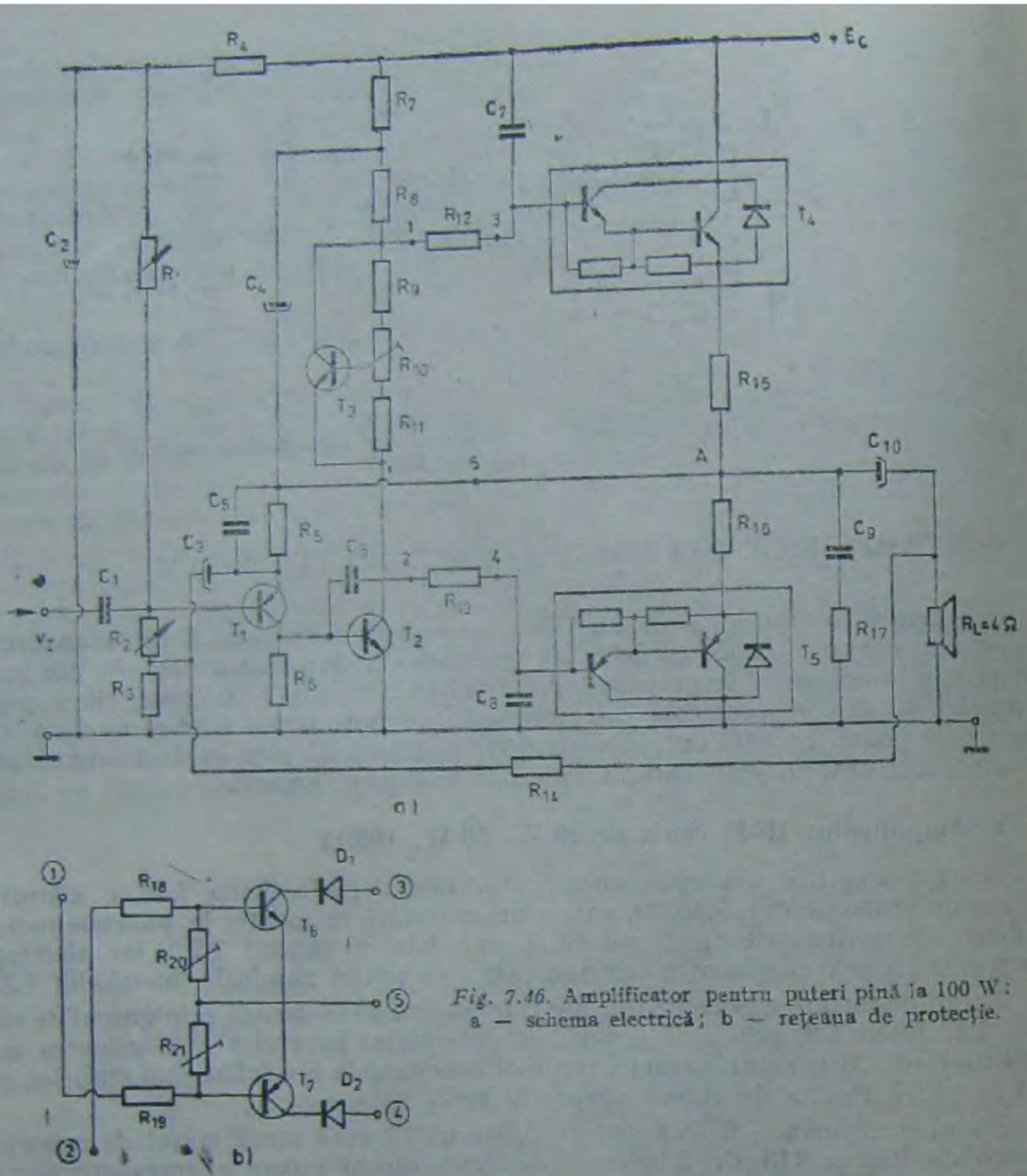


Fig. 7.46. Amplificator pentru puteri pînă la 100 W: a — schema electrică; b — rețeaua de protecție.

(pentru fiecare tranzistor) de 150 cm² și respectiv 325 cm². În varianta de 100 W trebuie folosite radiatoare standardizate avînd rezistența termică sub 1,2 K/W.

În tabelul 7.2.3 se prezintă calculul principalelor valori limită ale unui etaj de ieșire cu simetrie complementară avînd o sarcină $R_L = 4\ \Omega$. Lucrul cel mai important îl constituie determinarea tensiunii minime a sursei de alimentare E_C. Față de valorile calculate se recomandă o margine de siguranță de circa 10% în plus, în corelație și cu eventualele scăderi ale tensiunii rețelei cu pînă la 10%, astfel încît în tabelul 7.2.1. tensiunile de alimentare sînt cu circa 5 V mai mari decît cele calculate.

Analizînd tabelul se pot face cîteva observații, utile în proiectarea și realizarea practică a amplificatorului.

O primă problemă este legată de factorul de utilizare a tensiunii sursei (raportul între tensiunea de comandă vîrf la vîrf $V_{i\,vv}$ și tensiunea sursei de alimentare E_C)

Tabelul 7.2.1

Performanțele schemei				
Puterea nominală pe sarcină	25	50	100	[W]
Impedanța de sarcină	4	4	4	[Ω]
Tensiunea de alimentare nesimetrică (E_C)	40	60	80	[V]
Curentul de colector al tranzist. T1	0,5	0,5	0,5	[mA]
Curentul de colector al tranzist. T2	5	4	4	[mA]
Curentul de repaos al tranz. T4, T5	20	40	40	[mA]
Curentul nominal al tranzist. T4, T5	1,2	1,65	2,25	[A]
Banda de frecvențe (−3 dB)	10 Hz ... 70 kHz			
Factor de distorsiuni (1 kHz) la putere nominală	0,1	0,35	0,3	[%]
Puterea maximă la un factor de distorsiune de 1% (1 kHz)	30	57	109	[W]
Tensiunea de intrare pt. P_{nom}	400	400	500	[mV]
Impedanța (internă) de intrare	150	150	150	[kΩ]
Impedanța internă de ieșire	0,04	0,05	0,1	[Ω]

Tabelul 7.2.2

Elementele componente ale schemei	25 W/4 Ω	50 W/4 Ω	100 W/4 Ω
T1	BC558	BC557	BC557
T2	BC547	BC637	BC639
T3	BC548	BC548	BC548
T4	BD645	BDX65A	BDX67B
T5	BD646	BDX64A	BDX66B
$R_{thT4,T5}$	⩽5,2	⩽2,5	⩽1,2 [K/W]
R1	150	150	150 [kΩ]
R2	150	220	390 [kΩ]
R3	47	47	47 [Ω]
R4	47	100	220 [kΩ]
R5	3,3	3,3	3,3 [kΩ]
R6	1,2	1,2	1,2 [kΩ]
R7	1	1	1 [kΩ]
R8	1,2	2,7	2,2 [kΩ]
R9	1,5	1,5	1,5 [kΩ]
R10	1	1	1 [kΩ]
R11	680	680	680 [Ω]
R12, R13	270	270 [0,5 W)	270 (0,5 W) [Ω]
R14	1,8	2,7	5,6 [kΩ]
R15, R16	0,5 (2 W)	1 (7 W)	1 (15 W) [Ω]
R17	10	10 (0,5 W)	10 (1 W) [Ω]
R18, R19	8,2	10	27 [kΩ]
R20, R21	4,7	4,7	4,7 [kΩ]
C1	0,68	0,68	0,68 [μF]
C2	4,7 (63 V)	4,7 (100 V)	4,7 (100 V) [μF]
C3, C4	220 (63 V)	220 (100 V)	220 (100V) [μF]
C5	330	330	330 [pF]
C6	100	100	100 [pF]
C7, C8	330	330	330 [pF]
C9	0,1	0,1	0,1 [μF]
C10	2200 (63 V)	2200 (100 V)	2200 (100 V) [μF]
D1	—	BA318	BA318
D2	—	BA318	BA318
T6	BC548	BC548	BC548
T7	BC558	BC558	BC558

Toate rezistențele la care nu se specifică puterea disipată se vor lua de 0,25 W.
Toate condensatoarele la care nu se specifică tensiunea de lucru se vor lua de 40 V.

Tabelul 7.2.3

Principalele mărimi fizice ale etajului de ieşire ($R_L = 4\ \Omega$)	25 W	50 W	100 W	150 W
1. Valoarea efectivă a tensiunii la bornele sarcinii: $V_O = \sqrt{P_L R_L}$	10 V	14,1 V	20 V	24,5 V
2. Tensiunea (vîrf la vîrf) de comandă a etajului: $V_{Ivv} = 2\sqrt{2} \cdot V_O$	28,3 V	40 V	56,6 V	69,4 V
3. Valoarea efectivă a curentului din sarcină: $I_O = \sqrt{P_L / R_L}$	2,5 A	3,54 A	5 A	6,12 A
4. Valoarea curentului de vîrf prin tranzistoare: $\hat{I}_O = \sqrt{2} \cdot I_O$	3,52 A	5 A	7 A	8,65 A
5. Căderea de tensiune pe cele două rezistenţe din emitor ($R_E = 0{,}5\ \Omega$ sau $R_E = 1\ \Omega$) $2\hat{V}_{RE} = 2R_E\hat{I}_O$	3,52 V 7,04 V	5 V 10 V	7 V 14 V	8,65 V 17,3 V
6. Tensiunea de saturaţie a celor două tranzistoare de ieşire: $2V_{CEsat}$	~4 V	~4 V	~4 V	~4 V
7. Valoarea minimă a tens. de alimentare pt. a obţine P_{nom} (alim. nesimetrică de la o singură sursă) $+E_C = V_{Ivv} + 2\hat{V}_{RE} + 2V_{CEsat}$	36 V 40 V	50 V 55 V	68 V 75 V	83 V 92 V

care este destul de mic (sub 75%)), datorită atît căderilor de tensiune pe rezistenţele de emitor cît şi tensiunilor de saturaţie ale tranzistoarelor. Creşterea acestui factor de utilizare se poate realiza micşorînd rezistenţele din emitor la valori de 0,33 Ω, 0,22 Ω, sau chiar 0,091 Ω. Aici trebuie avută o mare atenţie deoarece ar fi posibil ca la valori prea mici ale rezistenţelor să apară fenomenul de „ambalare termică" şi distrugerea tranzistoarelor de ieşire.

Creşterea impedanţei de sarcină îmbunătăţeşte într-o oarecare măsură coeficientul de utilizare al tensiunii, dar micşorează în acelaşi timp puterea debitată în sarcină. Spre exemplu, la un amplificator de 100 W/4Ω, cînd se trece la o impedanţă de 8 Ω, puterea nu este de 50 W, ci se poate obţine pînă la 60 W.

O altă problemă este legată de curenţii mari care circulă prin tranzistoarele de ieşire şi prin sarcină. Din punctul de vedere al tranzistoarelor, dacă acestea se află plasate pe radiatoare corespunzătoare, nu vor avea de suferit şi, chiar la puteri de 100 W sau 150 W, nu trebuie utilizate tranzistoare conectate în paralel. În schimb, trebuie acordată o mare atenţie conexiunilor care se execută între diferite componente de putere, mai ales acelora care se află pe cablajul imprimat. La curenţi ce depăşesc 2A (valoarea efectivă) lăţimea foliei de cablaj imprimat trebuie să fie de cel puţin 5 mm. Cablul de conexiune între amplificator şi difuzor trebuie să aibă o secţiune corespunzătoare. Chiar la puteri de 25 W sau 50 W secţiunea cablului nu trebuie să fie sub 1,5 mm². Mufa de legătură cu difuzorul, datorită rezistenţelor de contact, poate influenţa atît puterea în sarcină, cît mai ales calitatea redării sunetului.

b) **Amplificator de 50 W**

În figura 7.47 se prezintă un amplificator de 50 W cu alimentare simetrică de la sursa dublă de ±27V.

Etajul de intrare în montaj diferenţial este format din tranzistoarele T1 şi T2, polarizate de tranzistorul sursă de curent T3. Acest etaj are configuraţie asemănă-

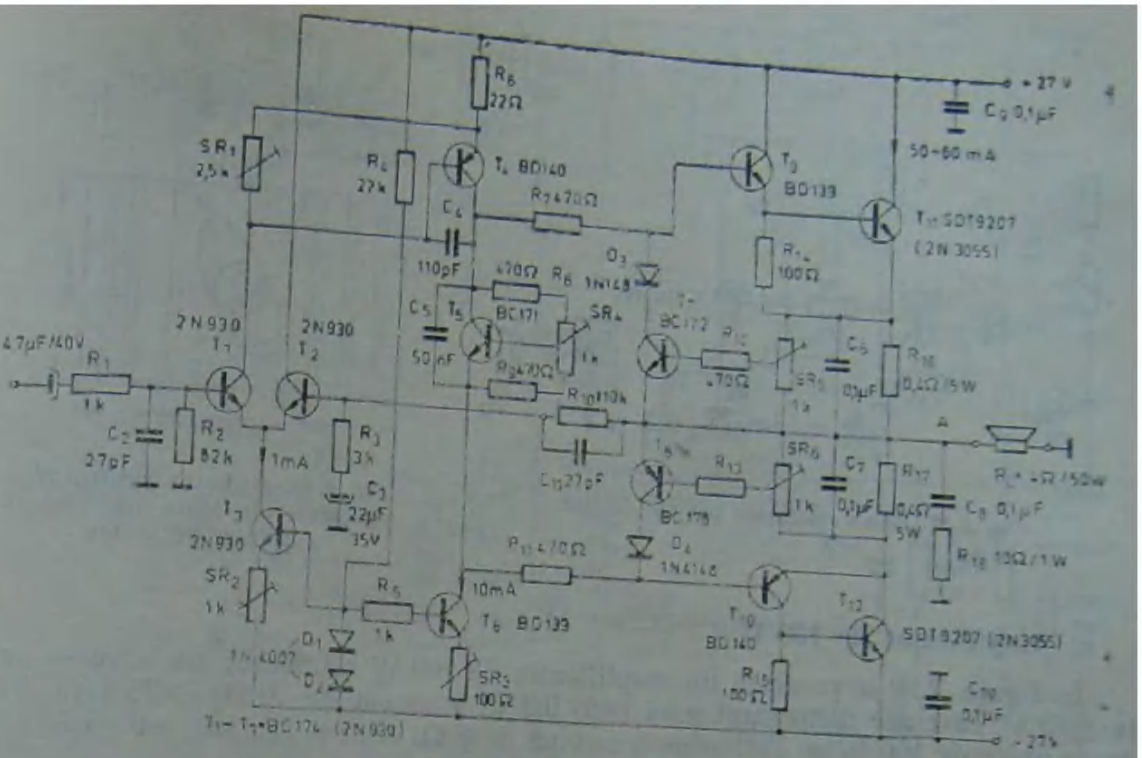


Fig. 7.47. Amplificator de 50 W cu alimentare simetrică.

toare cu a unei singure jumătăți a CI βA3054. De fapt, CI βA3054 conține 6 tranzistoare conectate astfel încît formează două perechi diferențiale alimentate în emitoare de către un tranzistor sursă de curent.

Cu potențiometrul semireglabil SR2 se fixează curentul de polarizare al etajului diferențial la valoarea de circa 1 mA. Cu semireglabilul SR1 se aduce potențialul punctului A la zero.

Etajul de comandă este constituit din tranzistorul T4, polarizat de către tranzistorul T6 la un curent de circa 10 mA, reglabil cu SR3. Prin rezistențele R7 și R11 se comandă etajul de ieșire cu simetrie cvasicomplementară format din dubleții Darlington T9, T11 și respectiv T10, T12. Curentul de repaos al tranzistoarelor T11 și T12 se reglează cu potențiometrul semireglabil SR4 la circa 50 mA. Condensatoarele C4 ÷ C11 împiedică apariția oscilațiilor de frecvențe ultrasonore în amplificator. Tranzistoarele T7 și T8 împreună cu diodele și rezistoarele adiacente formează rețeaua de protecție a etajului de ieșire prin limitarea curentului de sarcină. Valoarea curentului la care intră în acțiune protecția se reglează din SR5 și SR6.

În figura 6.48 se prezintă o schemă de releu electronic care conectează difuzorul după circa 5 secunde de la aplicarea tensiunii de alimentare a montajului. Aceasta, cu scopul de a proteja difuzorul față de regimurile tranzitorii periculoase. Timpul de întîrziere la închidere poate fi reglat cu SR1. Releul este de 24 V/25 mA, cu contacte normal deschise și acestea trebuie să suporte curentul maxim prin sarcină. Cîteva caracteristici mai importante ale acestui amplificator sînt: coeficientul de distorsiuni 0,3% ($P = 50$ W); banda de frecvență 10 Hz ÷ 28 kHz.

În figura 7.49 se prezintă un model de radiator pentru tranzistoarele de ieșire, realizat din patru plăci de aluminiu cu grosimea de 2 mm, asamblate prin nituire cu patru nituri. Se obține o suprafață activă de evacuare a căldurii de peste 300 cm², cu o rezistență termică sub 2,5 K/W.

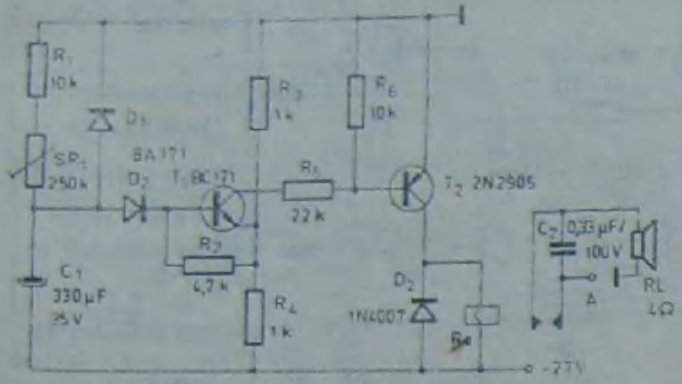


Fig. 7.48. Releu electronic pentru difuzor.

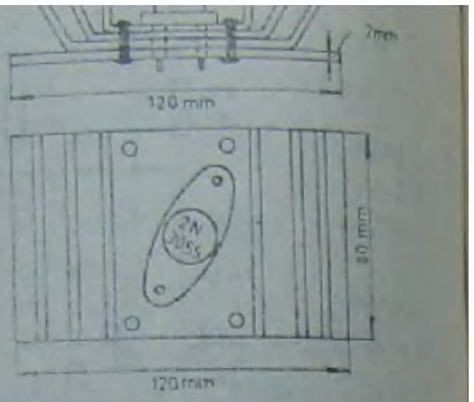


Fig. 7.49. Radiator pentru tranzistoarele de ieşire ale amplificatorului de putere.

c) Amplificator de 100 W

În figura 7.50 se prezintă un amplificator de 100 W alimentat de la sursa dublă de ± 45 V, care are distorsiuni mici (sub 0,3%) în gama de 10 Hz $\div$ 25 kHz. Puterea de ieşire de 100 W se obţine pe o sarcină de 8 Ω, cînd la intrare este aplicat un semnal de 0,775 V.

Etajul de intrare este constituit din două etaje diferenţiale, care lucrează fiecare în cîte o alternanţă. Fiecare etaj diferenţial este alimentat separat printr-un generator de curent format din tranzistoarele T3 şi respectiv T4.

Etajul de comandă este format din tranzistoarele T11 şi T12. Tranzistorul T17 asigură polarizarea iniţială a etajului de ieşire.

Etajul de ieşire, format din dubleţii T13, T15 şi respectiv T14, T16 este cu simetrie complementară. Protecţia amplificatorului (la scurtcircuit pe ieşire sau la suprasarcini) este asigurată prin intermediul tanzistoarelor T8 şi T9 care acţionează asupra tranzistoarelor T1 şi T5 din etajul diferenţial de intrare, blocîndu-le în caz de scurtcircuit sau suprasarcini.

d) Amplificator de 100 W

În figura 7.51 se prezintă schema amplificatorului de 100 W/4Ω cunoscut sub numele de QUAD—405. Etajul de intrare este realizat cu AO µA709 (sau βM301). Diodele Zener D1 şi D2 de tipul PL15Z permit alimentarea cu tensiune stabilizată de ± 15 V a circuitului integrat. Rezistenţa R11 poate fi scoasă din circuit, iar R_9 poate fi scurtcircuitată.

Etajul de comandă este format din tranzistorul T1 de tip 2N2222, polarizat prin tranzistorul T2 şi are ca sarcină grupul Darlington T3, T4 repetor pe emitor pentru tranzistorul T7. Tranzistoarele T2 $\div$ T4 sînt de tipul 2N2905.

Etajul de ieşire este compus din tranzistoarele T7 şi T8 de tip BD661 şi T9, T10 de tip 2N3442. Se remarcă faptul că etajul de ieşire funcţionează în clasa B pură, fără curent de prepolarizare. Eliminarea distorsiunilor de trecere se realizează prin aceea că tranzistorul T7 funcţionează ca amplificator final în clasă A la curenţi mici de sarcină pînă la circa 50 mA. La curenţi care depăşesc 50 mA căderea de tensiune pe rezistenţa R38 deschide diodele D5, D6 (tip 1N4148) şi numai atunci intră în funcţie tranzistoarele de ieşire T9 şi T10, care lucrează în contratimp în clasă B. Condensatorul C10 realizează conexiunea bootstrap.

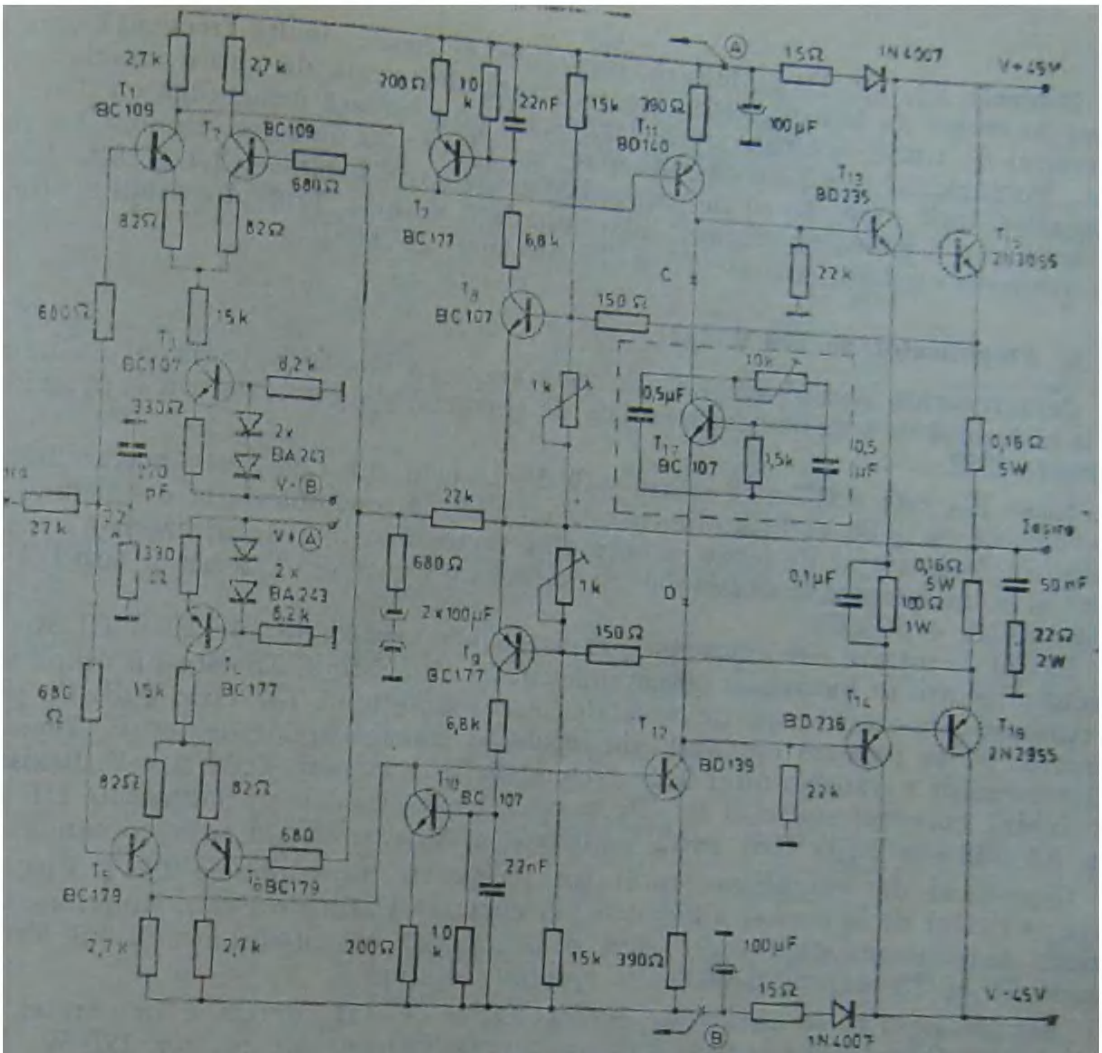


Fig. 7.50. Amplificator de 100 W, cu alimentare simetrică.

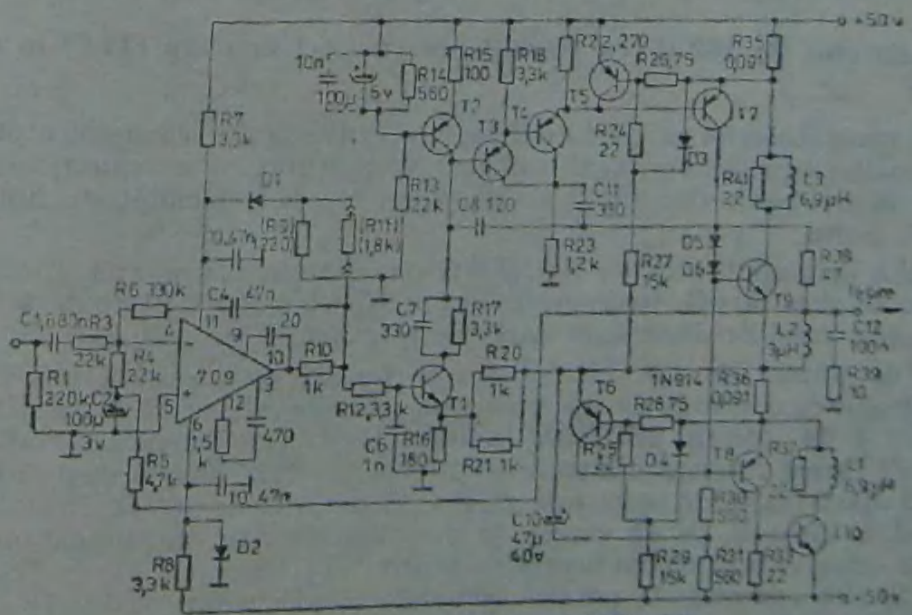


Fig. 7.51. Amplificator QUAD—405 .

Bobinele L1, L2, L3 anihilează oscilațiile de foarte înaltă frecvență care ţot apare în etajul de ieşire. Acestea se realizează din sîrmă de cupru emailat avînd diametrul de 1 mm, bobinate spiră lîngă spiră pe o carcasă nemetalică cu diametrul 1 cm. Bobinele L1 şi L3 au cîte 40 spire, iar L2 are 30 de spire. Bobina L2 se va plasa astfel încît axul său să fie perpendicular pe axele bobinelor L1 şi L3. Acestea din urmă vor fi plasate la distanță mare una față de alta. Protecția amplificatorului este realizată cu tranzistoarele T5 şi T6 (de tipul 2N2905).

e) Amplificator de 200 W/2 Ω

Caracteristica acestui amplificator este aceea că etajul de ieşire este alimentat de la altă sursă de tensiune decît etajele de comandă şi de intrare, aşa cum se indică în figura 7.52.

Sursa E_{C1} este stabilizată şi are ± 38 V, pe cînd sursa E_{C2} este nestabilizată şi are valoarea de ± 35 V. Prin alimentarea etajului de comandă de la o tensiune ceva mai mare decît etajul de ieşire se obține un factor mai bun de utilizare a tensiunii sursei şi se micşorează distorsiunile. Se obține un factor de distorsiuni sub 0,1% în banda 10 Hz ÷ 80 kHz.

Etajul de intrare este diferențial, realizat cu tranzistoarele T1, T2 şi T3. Reglajul punctului neutru se fixează cu potențiometrul P1. Trazistorul T5 este un amplificator de tensiune care atacă etajul de comandă format din grupul T4, T6 şi T23. Cu potențiometrul P2 se reglează curentul de repaos al tranzistoarelor de ieşire. Tensiunea colector-emitor a tranzistorului T23 trebuie să fie de circa $6 \cdot 0{,}65 \cong 4$ V. Rezistența R3 fixează curentul static al lui T6 la circa 1 mA. Diodele cu germaniu D1 şi D2 (tip AA 133 sau EFD 108) evită saturarea tranzistoarelor la supracomandă

Complexul de amplificare în curent începe cu tranzistoarele T9 şi T10, repetoare pe emitor de la care se alimentează 3 circuite Darlington care funcționează în paralel. Amplificarea etajului de ieşire se poate regla cu potențiometrul P3. Tranzistoarele T7 şi T8 realizează protecția amplificatorului.

Sarcina de 2 Ω se obține de la două boxe de 4 Ω conectate în paralel. Pe o sarcină de 4 Ω, puterea pe care o furnizează amplificatorul este de circa 120 W. Rezistența de intrare este de circa 10 kΩ, iar tensiunea la intrare este de pînă la 1 V.

f) Amplificator de 100 W cu tranzistoare cu efect de cîmp (TEC) în etajul de ieşire

Utilizarea tranzistoarelor cu efect de cîmp în etajul de ieşire a amplificatoarelor de putere de audiofrecvență (deşi sînt mai greu de procurat) este avantajoasă din cel puțin două motive: se reduc simțitor distorsiunile şi se îmbunătățeşte funcționarea la frecvențe înalte.

O schemă de amplificator de 100 W/8 Ω este dată în figura 7.53. Impedanța de intrare este de circa 50 kΩ, tensiunea de intrare (pentru 100 W) este de 1 V şi realizează un factor total de distorsiuni armonice în gama 15 Hz ÷ 50 kHz de 0,03%.

Etajul de intrare de tip diferențial este format din tranzistoarele T1 şi T2 (2SA872). Etajul de comandă de tip diferențial cu ieşire asimetrică îl constituie tranzistoarele T3 şi T4 (de tip 2SD756A), avînd rezistența activă de colector realizată cu oglinda de curent formată din tranzistorul T5 (tip 2SB716A) şi dioda D1. Etajul de comandă atacă etajul de ieşire prin rezistența de grilă de 100 Ω. Etajul de ieşire funcționează în clasa B, cu un curent de prepolarizare fixat din potențiometrul P de 1 kΩ, la circa 10 mA pentru fiecare tranzistor. Tranzistoarele T6 cu T8 şi respectiv T7 cu T9 sînt conectate în paralel. Ele sînt complementare (T6 şi T8 cu canal n indus de tip 2 SK134, iar T7 şi T9 cu canal p indus, de tip 2 SJ49).

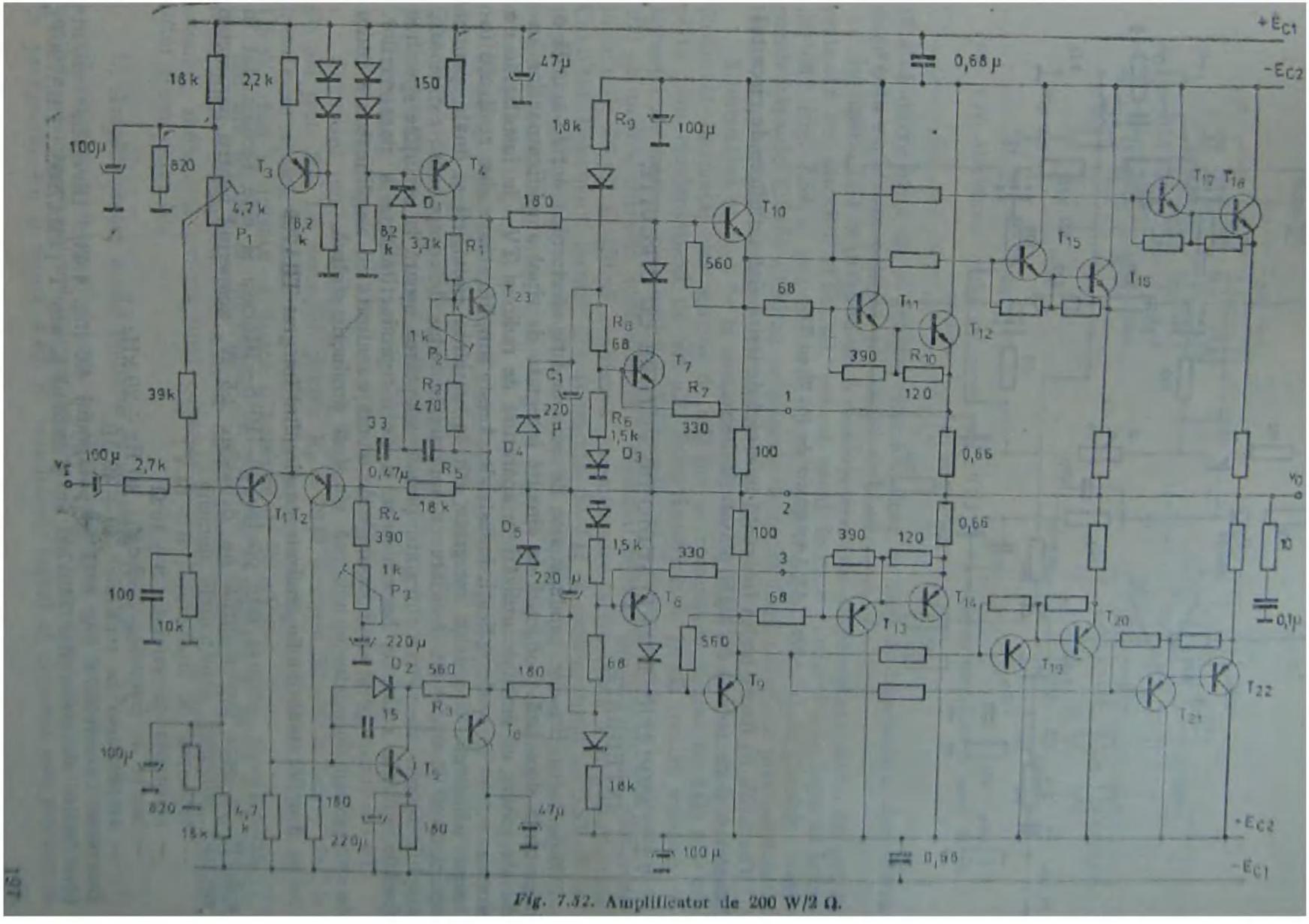


Fig. 7.32. Amplificator de 200 W/2 Ω.

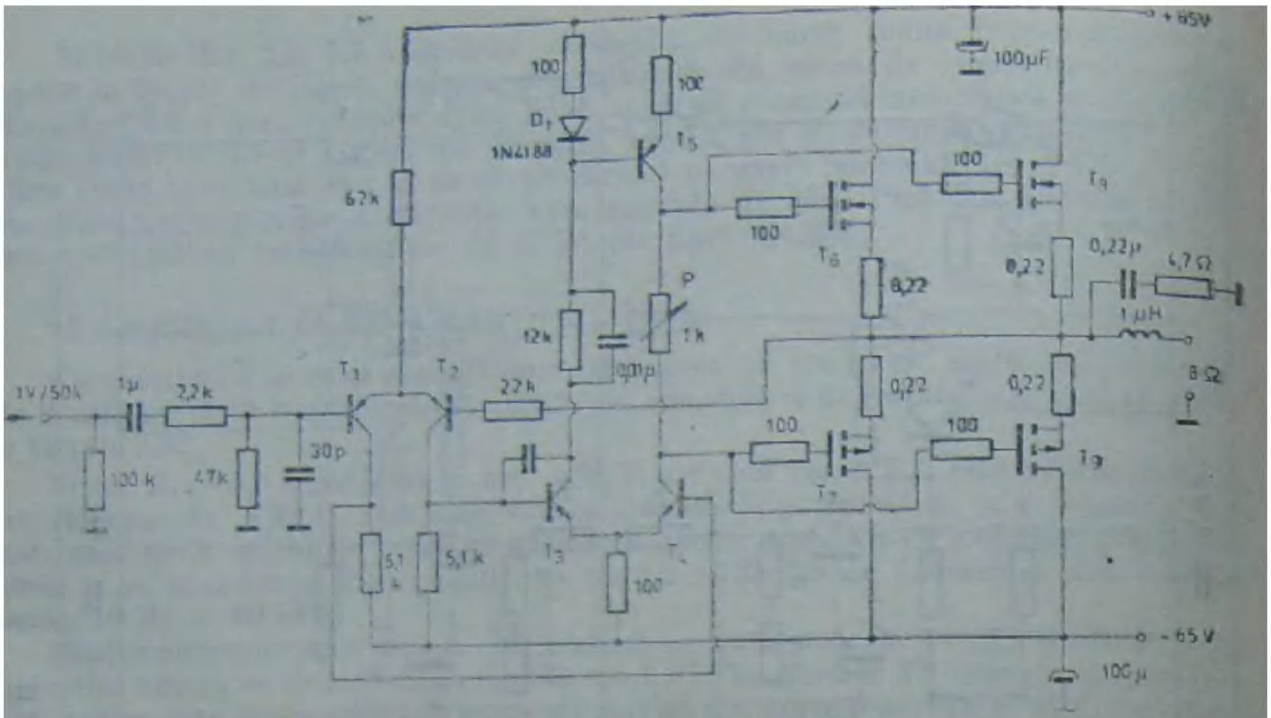


Fig. 7.53. Amplificator de 100 W cu TEC.

Oscilațiile de foarte înaltă frecvență în etajul de ieșire sînt anihilate de circuitul Boucherot și de bobina de 1 μH plasate la ieșire.

7.2.3. AMPLIFICATOARE AUDIO DE PUTERE CU CIRCUITE INTEGRATE

Majoritatea firmelor producătoare de componente electronice active acordă o importanță deosebită producției de circuite integrate de tipul amplificatoarelor audio de putere, cu multiple utilizări în aparatura de radio și TV, în instalațiile de sonorizare, sau în unele aplicații industriale. Aceste amplificatoare sînt realizate folosind tehnologia circuitelor integrate, atît în variante mono, cît și duale, pentru echipamente stereofonice. Asociate cu un număr redus de componente exterioare, amplificatoarele de putere integrate permit adaptarea ușoară la cerințele specifice fiecărei aplicații concrete, bucurîndu-se și de o reproductibilitate a parametrilor.

În continuare se prezintă exemple de montaje realizate cu amplificatoare audio de putere, atît de producție indigenă, cît și de producție străină.

a) Amplificatoare audio realizate cu circuitul integrat TBA790

Acest circuit integrat este produs de IPRS—Băneasa și este recomandat în aplicații în care puterea utilă nu depășește 2,5 W, acoperind pentru parametrii electrici principali următoarele domenii:

- tensiunea de alimentare: $6 \div 14$ V;
- rezistența de sarcină: $8 \div 16\ \Omega$;
- banda de frecvență (−3 dB): 40 Hz ÷ 20 kHz;
- amplificarea în tensiune: $40 \div 49$ dB.

Descrierea circuitului a fost dată în paragraful 4.6 (fig. 4.43). Diversele variante constructive ale circuitului TBA790 au și sufixul K sau T (TBA790K, TBA790T).

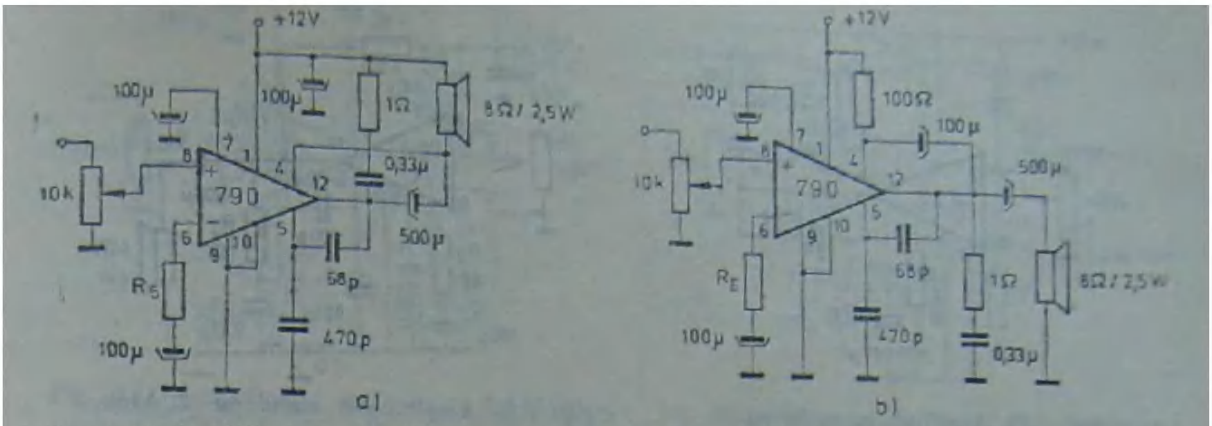


Fig. 7.54. Amplificator audio de putere cu CI TBA790: a — cu sarcina legată la sursa de alimentare; b — cu sarcina legată la masă

fără să difere între ele ca schemă electrică, doar ca mod de încapsulare, deci diferă doar prin rezistența termică cip-mediu ambiant.

În figura 7.54 se prezintă două montaje tipice de amplificatoar audio de putere realizate cu circuitul TBA790, pentru cazul în care difuzorul este legat la borna „caldă" (fig. 7.54, a) sau la borna „rece" (fig. 7.54, b). Notația terminalelor corespunde capsulei CB155 (TABS), aripioarele de răcire fiind conectate prin construcție la masa preamplificatorului (terminalul 9).

Alimentarea se face de la sursa nesimetrică de +12 V între terminalele 1 și 10 (conectat la masă), iar sarcina de 8 Ω (nu se recomandă sarcina de 4 Ω) este cuplată prin condensatorul de 500 µF. Potențiometrul de 10 kΩ fixează valoarea rezistenței de intrare a montajului. La terminalul 7 este conectat un condensator de 100 µF pentru filtrarea suplimentară a tensiunii etajului preamplificator. Condensatoarele de 68 pF și 470 pF realizează o compensare în frecvență a amplificatorului. Circuitul Boucherot format din rezistența de 1 Ω și condensatorul de 0,33 µF împiedică oscilațiile de frecvență foarte înaltă care pot apare în etajul de ieșire. Conexiunea bootstrap (între terminalele 4 și 12) este realizată în prima schemă de condensatorul de cuplaj al sarcinii de 500 µF, iar în a doua schemă de condensatorul de 100 µF și rezistența de 100 Ω prin care se alimentează (prin terminalul 4) etajul de comandă al amplificatorului de putere. Din rezistența R_E se poate modifica amplificarea în tensiune a circuitului integrat între limitele: 46 dB ($R_E = 39\ \Omega$) și 25 dB ($R_E = 390\ \Omega$). Nu se recomandă valori ale lui R_E în afara acestor limite.

Schemele prezentate permit obținerea într-o sarcină de 8 Ω a unei puteri de 1,7 W cu distorsiuni de 2,5%, sau 2,2 W, cu distorsiuni de 10%.

Semnalul minim de intrare este $3 mV_{ef}$ și depinde de valoarea amplificării, reglabilă prin R_E. De exemplu, pentru $R_E = 39\ \Omega$ se obțin 50 mW la ieșire, când la intrare se aplică o tensiune de $3 mV_{ef}$, iar pentru $R_E = 160\ \Omega$ se obțin la ieșire 1,5 W, când la intrare se aplică o tensiune de $70 mV_{ef}$.

Un alt montaj de amplificare cu TBA790 se prezintă în figura 7.55. Notația terminalelor corespunde de această dată capsulei CB108 B sau CB99 (cu 14 terminale), radiatorul extern fiind conectat prin construcție la masa preamplificatorului (terminalul 8).

b) Amplificatoare audio realizate cu circuitul TCA150

Acest circuit integrat produs de IPRS—Băneasa este recomandat pentru aplicații în care puterea de ieșire nu depășește 5 W. Descrierea circuitului a fost dată în paragraful 4.6 și figura 4.43. Se reamintește faptul că circuitul este protejat la

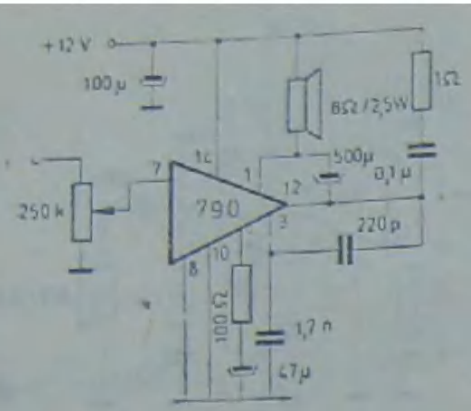


Fig. 7.55. Amplificator audio cu CI TBA790 (14 terminale).

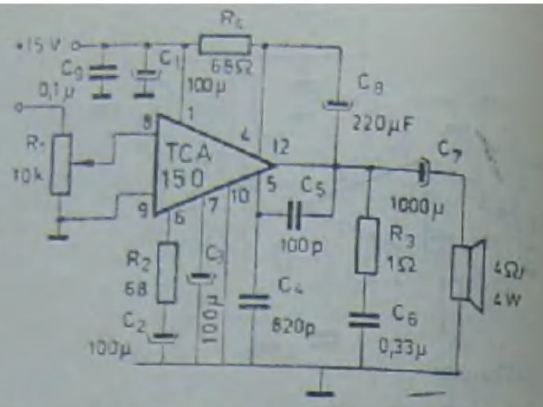


Fig. 7.56. Amplificator audio cu TCA150.

suprasarcini de durată, avînd încorporat în capsulă un circuit de protecție termică. Acesta acționează asupra etajului de intrare al amplificatorului, blocîndu-l cînd temperatura joncțiunii atinge valoarea de circa +150°C.

Amplificatorul audio cu TCA150 (cu variantele TCA150K și TCA150T) se realizează după aceleași scheme prezentate în figurile 7.54 și 7.55. Se recomandă sarcini de 4 Ω/5 W. În figura 7.54, b, se va înlocui rezistența de 100 Ω conectată la terminalele 1 și 4 cu una de 68 Ω. Tensiunea de alimentare poate fi mărită pînă la 14 V (valoarea limită absolută 18 V). Performanțele schemelor (pentru E_C = = +14 V și $R_L = 4\ \Omega$) realizate cu CI TCA150 sînt:

— puterea în sarcină (1 kHz): 4,5 W ($\delta = 2{,}5\%$); 5,5 W ($\delta = 10\%$)
— cîștigul în tensiune: 46 dB ($R_E = 39\ \Omega$); 34 dB ($R_E = 160\ \Omega$).
— sensibilitatea: 21 mV_{ef} ($R_E = 39\ \Omega$, $P_0 = 4{,}5$ W); 85 mV_{ef} ($R_E = 160\ \Omega$, $P_0 = 4{,}5$ W)
— banda de frecvențe transmisă (−3 dB): 80 Hz ÷ 15 kHz.

O altă variantă de conexiune a amplificatorului TCA150 este dată în figura 7.56. Se remarcă conectarea separată a bornei de masă a preamplificatorului (terminalul 9) față de borna de masă a amplificatorului (terminalul 10), pentru a evita formarea „buclelor de masă".

Față de schema din figura 7.54, b, capacitățile C7 și C8 au valori de două ori mai mari, ceea ce duce la lărgirea benzii de frecvențe în partea de jos a frecvenței audio pînă la 40 Hz. În partea superioară a spectrului, datorită creșterii capacității C5 de la 68 pF, la 100 pF se limitează frecvența înaltă la circa 13 kHz. Rezistența de reacție R2 de 68 Ω fixează cîștigul în tensiune la circa 42 dB

c) Amplificatoare audio realizate cu circuitul TBA810

Circuitele de mare popularitate TBA810S și TAB810AS au fost concepute și realizate de firma italiană SGS—ATES. Firma cehoslovacă TESLA produce circuite MBA810S și MBA810AS identice cu cele italiene. Variantele cu sufixul S sau AS diferă între ele numai prin valoarea rezistenței termice joncțiune-ambiant. ($R_{th\ j-a}$ = = 70°C/W respectiv 80°C/W)

Valorile limită absolute ale caracteristicilor electrice sînt: tensiunea de alimentare 20 V; curentul de vîrf la ieșire (repetitiv) 2,5 A; puterea maximă disipată cu radiator infinit 5 W.

În figura 7.57 se prezintă schemele tipice de aplicație ale circuitului TBA810 cu difuzorul la borna caldă (fig. 7.57, a) sau cu difuzorul la borna rece a sursei de alimentare (fig. 7.57, b).

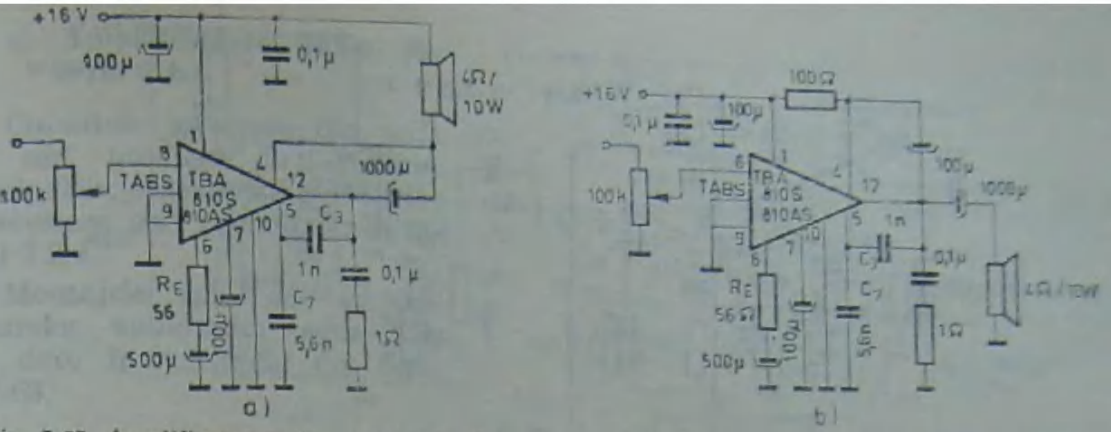


Fig. 7.57. Amplificator audio cu CI TBA810: a — cu difuzorul legat la sursa de alimentare; b — cu difuzorul legat la masă.

Se recomandă utilizarea sarcinilor de 4 Ω și mai rar de 8 Ω. Pe o sarcină de 4 Ω se obține o putere de 7 W ($\delta = 10\%$) sau 6 W ($\delta = 1\%$). Sensibilitatea la intrare este de 80 mV_{ef} ($R_E = 56\ \Omega$) la 6 W (1 kHz), iar banda de frecvențe transmisă este de 20 kHz (−3 dB).

Un montaj care utilizează două circuite integrate TBA810S și debitează o putere de pînă la 12 W pe o sarcină de 8 Ω este dat în figura 7.58. Unul din circuite are alimentarea clasică, după modelul din figura 7.57, b, celălalt circuit are intrarea (terminalul 8) conectată la masă, iar semnalul este aplicat la terminalul de reacție 6 prin grupul R5, C7. În acest fel se obține la ieșirea celui de-al doilea circuit integrat un semnal amplificat și defazat cu 180° față de semnalul de la ieșirea primului integrat. Ca urmare, pe rezistența de sarcină se obține un semnal de aproximativ de două ori mai mare decît la ieșirea unui singur circuit TBA810S. Valorile parametrilor R5 și C7 se ajustează experimental astfel încît să se obțină distorsiuni minime.

Montajul descris are următoarele performanțe: puterea pe o sarcină de 8 Ω este de 10 W cu distorsiuni de 1,5%, banda de frecvențe transmisă este de 40 Hz ÷ ÷ 16 kHz.

d) Amplificatoare audio realizate cu circuitele A210 și A211

Amplificatoarele audio de putere de tipul A210 sau A211 cu sufixele D, E sau K și amplificatoarele duale de tipul A2000 V sau A2005 V sînt produse în R.D.G.

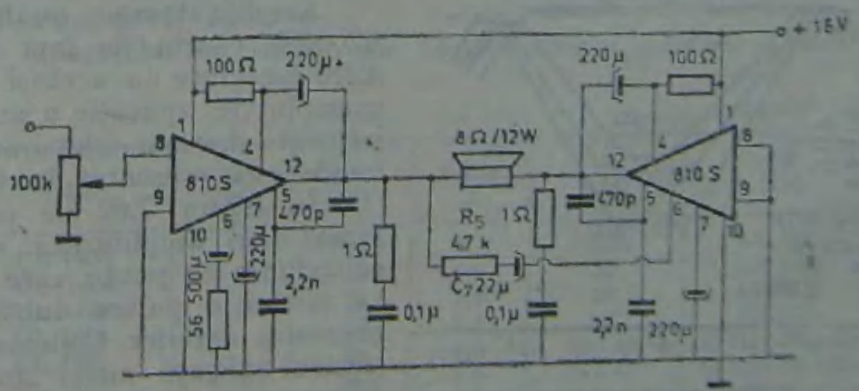


Fig. 7.58. Amplificator audio cu două CI TBA810S.

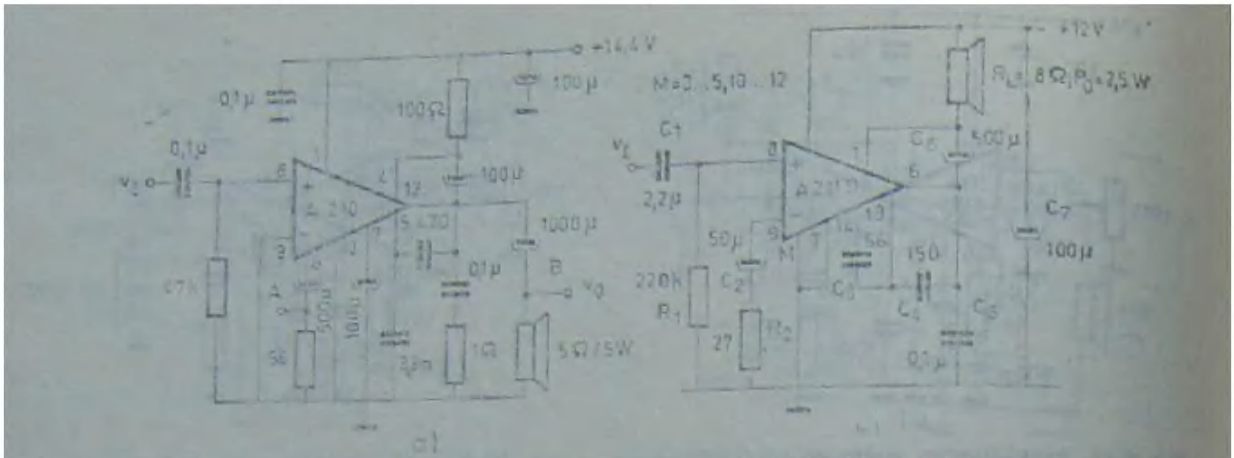


Fig. 7.59. Amplificator audio de putere cu CI A210 (a) și A211 (b).

Primele tipuri pot debita o putere utilă pînă la 5 W pe sarcini de 4 Ω, fiind alimentate cu o tensiune nesimetrică de maximum +18 V. Se recomandă în aplicații mai puțin pretențioase, cum ar fi în aparatura portabilă sau pentru sonorizarea autovehiculelor. Circuitul A210 conține o rețea de protecție termică care acționează la temperatura de 130°C a carcasei.

Amplificatoarele de putere duale A2000 V și A2005 V sînt destinate echipării aparaturii stereofonice electronice sau a celei monofonice, utilizînd în acest caz un montaj în punte. Se pot obține puteri de 2 × 5 W pe sarcini de 4 Ω (pentru A2000 V) sau puteri de 2 × 10 W pe sarcini de 2 Ω (pentru A 2005 V), în ambele cazuri tensiunea de alimentare nesimetrică fiind de +14,4 V. Sînt prevăzute cu protecție termică, la scurtcircuit, la suprasarcini și la supratensiuni.

În figura 7.59 se prezintă schemele tipice de aplicație ale circuitelor integrate A210 și A211. În figura 7.59, a sarcina este conectată la borna rece, iar în figura 7.59, b sarcina este conectată la borna caldă a sursei. Uneori se dorește o corecție a caracteristicii de frecvențe a amplificatorului de putere după modelul reglajului „fiziologic", așa cum a fost prezentat în paragraful 7.1 la preamplificatoare. Această corecție se poate realiza cu diferite circuite de reacție conectate între punctele A și B din figura 7.59, a. Două tipuri de rețele de corecție, împreună cu caracteristicile corespunzătoare sînt prezentate în figura 7.60. Rezistențele R1 și R2 pot fi potențiometre (înseriate cu rezistențe fixe de cel puțin 390 Ω), dînd astfel posibilitatea de a se ajusta caracteristica de frecvențe după dorință, de obicei nu cu mai mult de −10 dB.

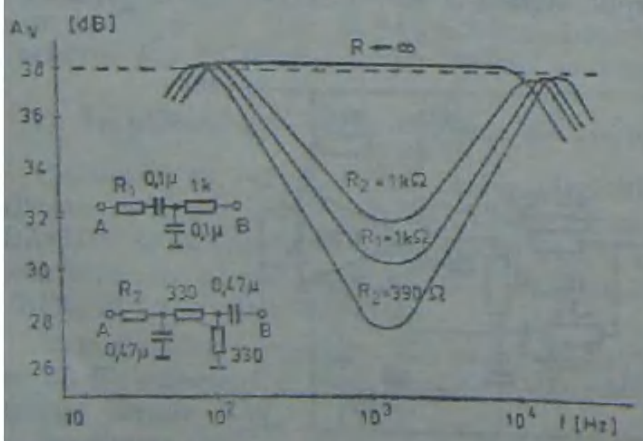


Fig. 7.60. Rețele pentru corecția caracteristicii de frecvențe.

Amplificatoarele duale A2000 V și A2005 V conțin de fapt două circuite A210 integrate în aceeași capsulă. Un exemplu de aplicație a acestor circuite integrate destinat echipamentelor stereofonice este prezentat în figura 7.61.

În figura 7.62 se prezintă realizarea unui amplificator monofonic, cu conexiunea în punte, care poate furniza sarcinii o putere dublă față de cel prezentat anterior. Conexiunile în punte pentru aplicații mono sînt recomandate numai pentru tipurile de circuite care au sufixul *m*, ca de exemplu A2005 Vm.

e) Amplificatoare audio din seria UL

Circuitele integrate din seria UL sînt produse în Polonia. Principalele caracteristici electrice ale acestora sînt prezentate în tabelul 7.2.4.

Montajele tipice ale amplificatoarelor audio din seria UL sînt date în exemplul din figura 7.63.

f) Amplificatoare audio din seria TDA

Aceste amplificatoare sînt produse de firma italiană SGS—ATES. Echivalentul lor, cu indicativul MDA este produs de firma cehoslovacă TESLA.

În tabelul 7.2.5. sînt date principalele caracteristici electrice ale amplificatoarelor audio de putere din seria TDA de uz general. Tabelul 7.2.6 cuprinde amplificatoarele audio de putere din aceeaşi serie care îndeplinesc condiţiile Hi—Fi, avînd puteri nominale de ieşire ce depăşesc 10 W, distorsiuni armonice totale sub 0,7% în banda de 40 Hz ÷ 16 kHz şi un raport semnal/zgomot mai mare ca 65 dB.

Amplificatoarele de putere prezentate în tabelul nr. 7.2.5 sînt recomandate a fi utilizate în aplicaţii unde puterea de ieşire nu depăşeşte 10 W, cum ar fi aparatele portabile (aparatele de radio

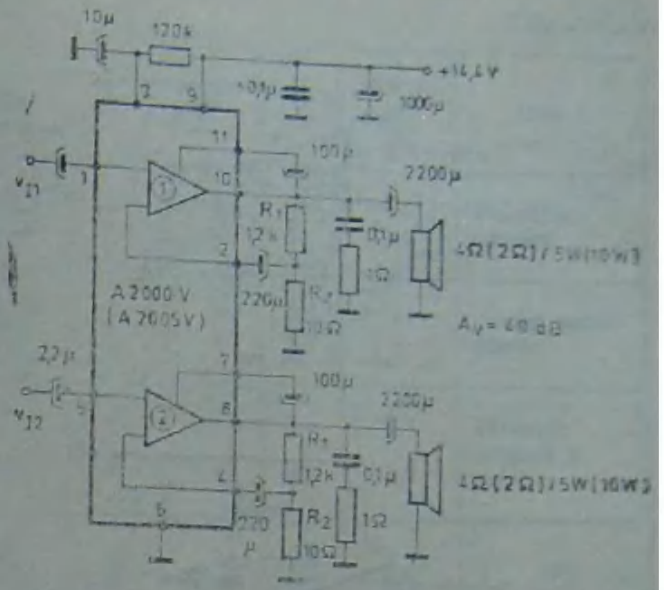


Fig. 7.61. Amplificator stereo cu CI A2000 V.

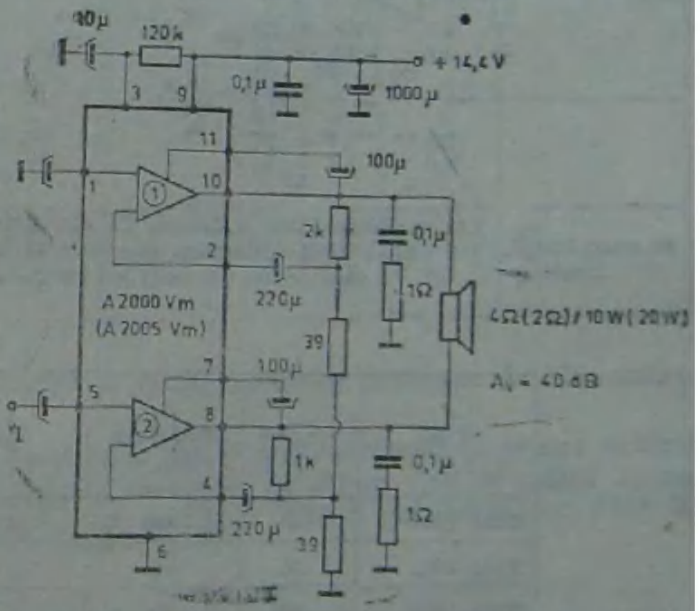


Fig. 7.62. Amplificator monofonic în punte cu CI A2000V

Tabelul 7.2.4

Tipul	P_o (W)	V_{CCmax} (V)	I_{Omax} (A)	A_v (dB)	B_f (Hz)
UL 1401	1	16	1	30	100 kHz
UL 1402	2	18	1,5	30	100 kHz
UL 1403	3	25	1,5	30	100 kHz
UL 1405	5	27	1,5	30	100 kHz
UL 1480	5	30	2,5	39÷45	40 Hz÷20 kHz
UL 1481	5	20	2,5	34÷40	40 Hz÷20 kHz
UL 1490	0,65	12	0,5	46	15 kHz
UL 1491	1,2	12	1	41÷50	15 kHz
UL 1492	2,1	15	1	41÷50	15 kHz

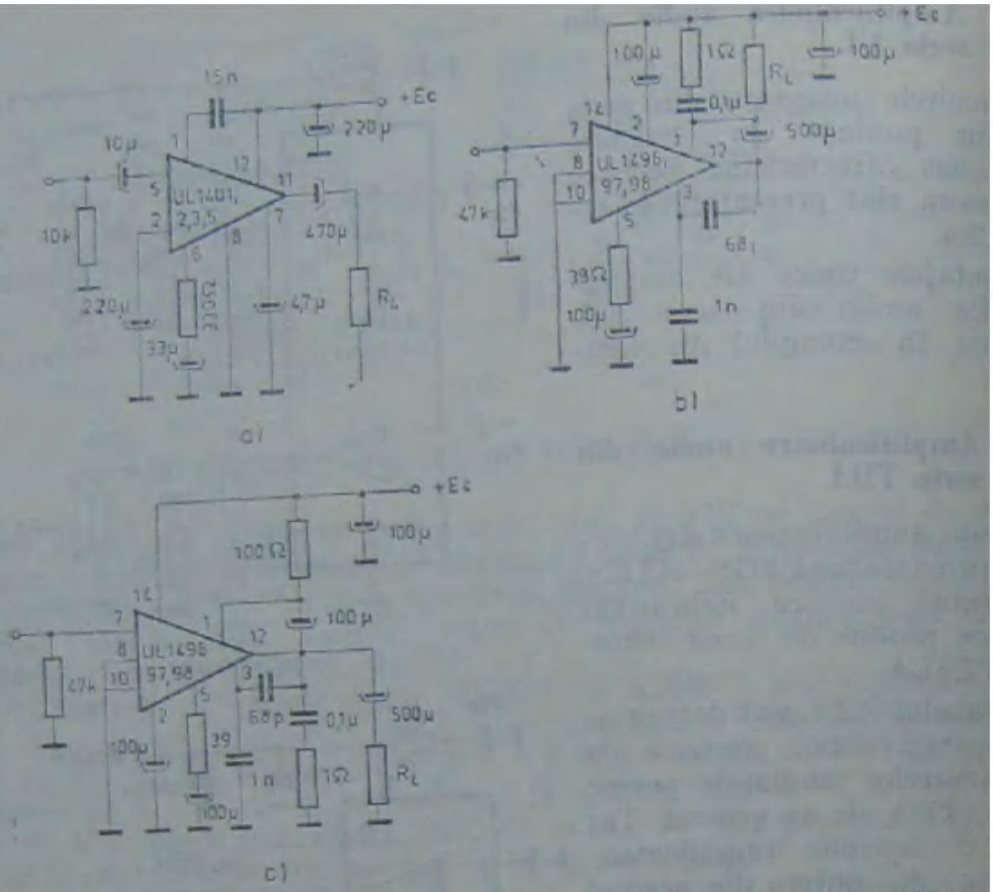


Fig. 7.63. Amplificatoare audio cu CI din seria UL: a — UL 1401 ÷ 1405; b — UL 1496 ÷ 1498 cu sarcina conectată la borna caldă a sursei de alimentare; c — UL 1496 ÷ 1498 cu sarcina la masă.

Tabelul 7.2.3

Tipul	$V_{CC\,max}$ (V)	A_v buclă desc. (dB)	P_o (W)	R_L (Ω)	V_{CC} (V)	I_o (A)
TDA 1904	20	80	4,5	4	14	2
TDA 1905	30	80	6	4	14	2,5
TDA 1908	30	80	8	4	22	3
TDA 2002	18	80	8 5	2 4	14,4 14,4	3,5
TDA 2003	18	80	10 6	2 4	14,4 14,4	3,5
TDA 2004	18	90	2×6,5 2×6,5	4 3,2	14,4 13,2	3,5
TDA 2005	18	90	20 2×6,5	4 3,2	14,4 13,2	3,5
TDA 2006	30	90	12 8	4 8	±12 ±12	3
TDA 2008	28	80	12 8	4 8	22 22	3

Tabelul 7.2.6

Tipul	V_{CCmax} (V)	A_u buclă desc. (dB)	P_o (W)	R_L (Ω)	V_{CC} (V)	I_o (A)	Distorsiuni (%)	Obs.
TDA 1910	30	75	12 7,5	4 8	24 24	3 3	0,5 0,5	Protecție termică
TDA 2009	28	90	2×10 20	4 8	23 23	3,5 3,5	— —	Config. punte. Stereo
TDA 2010	±18	100	12 9	4 8	±14 ±14	3,5 3,5	0,7 0,7	Protecție termică și scurt.
TDA 2020	±22	100	20 16,5	4 8	±18 ±18	3,5 3,5	0,7 0,7	"
TDA 2030	±18	90	14 9	4 8	±14 ±14	3,5 3,5	0,5 0,5	"
TDA 2030A	±22	90	18 12	4 8	±16 ±16	3,5 3,5	0,5 0,5	"
TDA 2040	±20	78	22 12	4 8	±16 ±16	4 4	0,5 0,5	Toată gama de protecții

sau casetofoane) sau pentru sonorizarea autovehiculelor (tensiune de alimentare de 13,2 V sau 14,4 V, nesimetrică.)

Amplificatoarele de putere din tabelul 7.2.6 sînt recomandate pentru echiparea instalațiilor audio staționare de înaltă fidelitate. În figura 7.64 se indică un montaj clasic cu MDA 2010 (TESLA) iar în figura 7.64, b un montaj cu TDA 2020

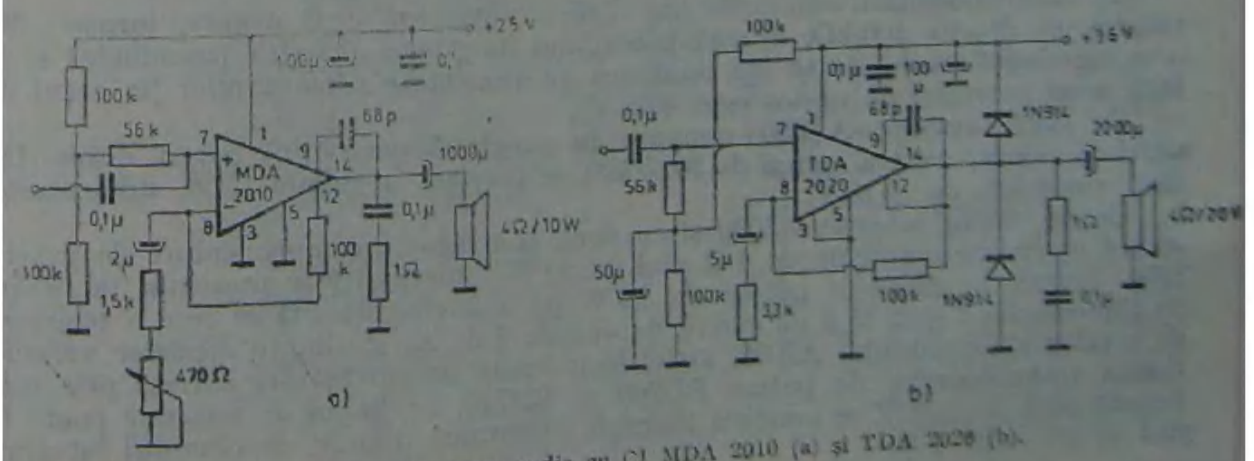


Fig. 7.64. Amplificatoare audio cu CI MDA 2010 (a) și TDA 2020 (b).

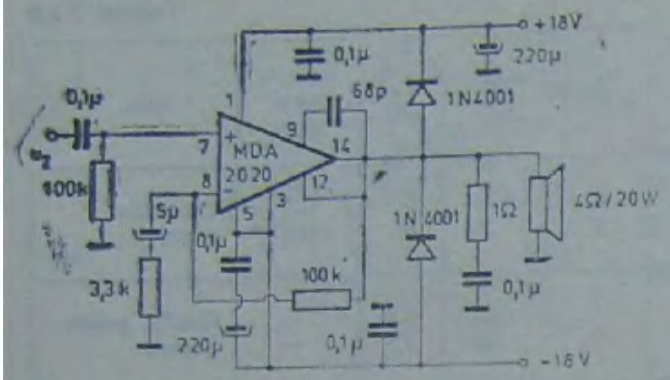


Fig. 7.65. Amplificator de 20 W cu CI MDA 2020.

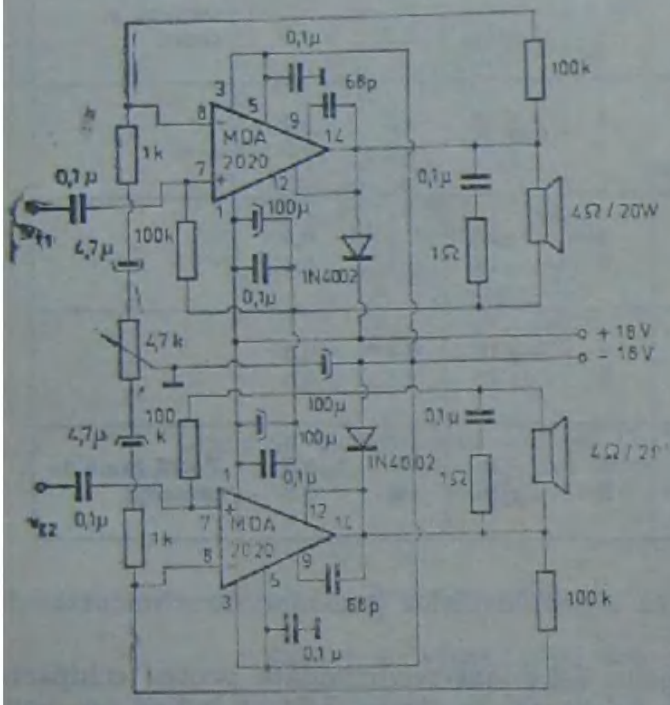


Fig. 7.66. Amplificator stereo de 2×20 W cu CI MDA 2020.

(SGS), ambele montaje fiind alimentate cu tensiune nesimetrică. Se realizează parametrii indicați în tabelul nr. 7.2.6.

Montajul din figura 7.65 cu MDA 2020 este cu alimentare simetrică de ±18 V, putînd debita o putere de 20 W pe o sarcină de 4 Ω, cu distorsiuni armonice sub 1%. Sensibilitatea la intrare este de 380 mV (20 W) iar banda de frecvență (−3 dB) este cuprinsă între 40 Hz și 16 kHz.

În figura 7.66 este prezentat un amplificator stereofonic de 2 × 20 W realizat cu două circuite integrate MDA 2020 (cîte unul pentru fiecare canal). Alimentarea este simetrică de la sursa dublă de ±18 V.

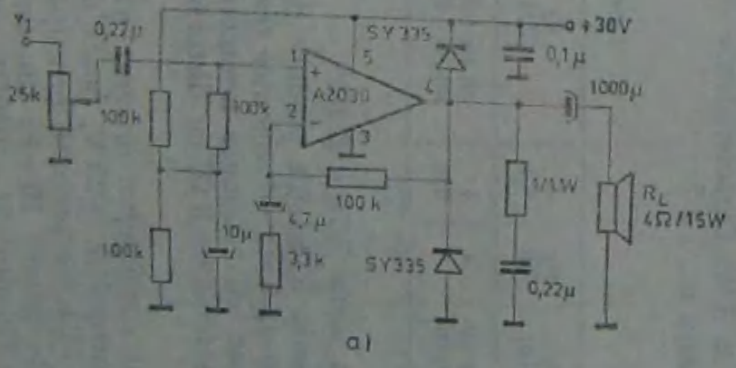
Amplificatorul audio de putere TDA 2030 (produs și în R.D.G. sub indicativul A 2030), în capsulă pentawatt oferă cîmp larg de aplicații în aparatura Hi—Fi. În figura 7.67 se prezintă două tipuri de conexiuni ale amplificatorului 2030, una cu alimentarea nesimetrică de la sursa de +30 V (fig. 7.67, a) și alta cu alimentare simetrică de la sursa dublă de ±15 V (fig. 7.67, b). Parametrii principali ai acestor scheme corespund cu cei din tabelul nr. 7.2.6.

Circuitul integrat A 2030 este prevăzut intern cu protecție termică și protecție la scurtcircuit. Protecția la supratensiuni datorită sarcinii inductive a boxelor este realizată cu diodele SY335.

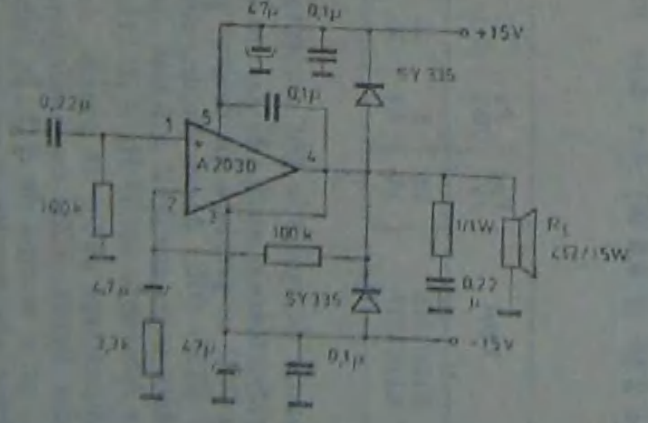
În cazul alimentării asimetrice (fig. 7.67, a) divizorul de la intrare, format din rezistoarele de cîte 100 kΩ, fixează potențialul de repaos al ieșirii (terminalul 4) la o valoare egală cu jumătate din tensiunea de alimentare a montajului (în cazul de față, acest potențial de repaos este +15 V).

Cu două circuite A 2030 montate în puncte se pot obține puteri duble. Un astfel de montaj pentru puteri de 30 W/8Ω se prezintă în figura 7.68, alimentarea fiind simetrică, cu ±15 V.

Cu un circuit integrat A2030 și cu două tranzistoare complementare de putere se pot obține pe o sarcină de 4 Ω pînă la 50 W. Montajul este prezentat în figura 7.69. Pentru a obține o putere de 50 W pe o sarcină de 4 Ω se cere o tensiune de alimentare de ±22 V și un curent de vîrf de 5 A. Aceste limite depășesc valorile de catalog ale circuitului A2030, astfel încît limita de curent este extinsă prin utilizarea tranzistoarelor de putere BD709 și BD710, iar limita de tensiune poate fi extinsă pînă la ±22 V cu condiția limitării curentului absorbit de circuitul integrat pînă la cel mult 1 A.



a)



b)

Fig. 7.67. Amplificator audio de 15 W cu CI A2030: a — cu alimentare nesimetrică; b — cu alimentare simetrică.

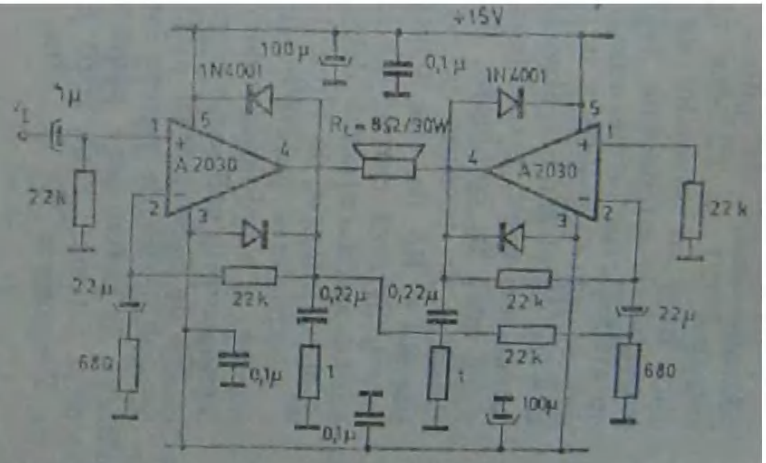


Fig. 7.68. Amplificator de 30 W realizat cu două CI A2030

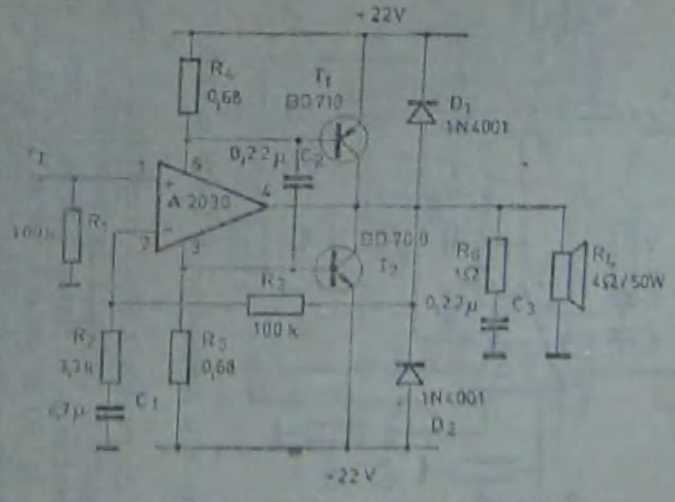


Fig. 7.69. Amplificator de 50 W cu CI A2030 și tranzistoare de putere.

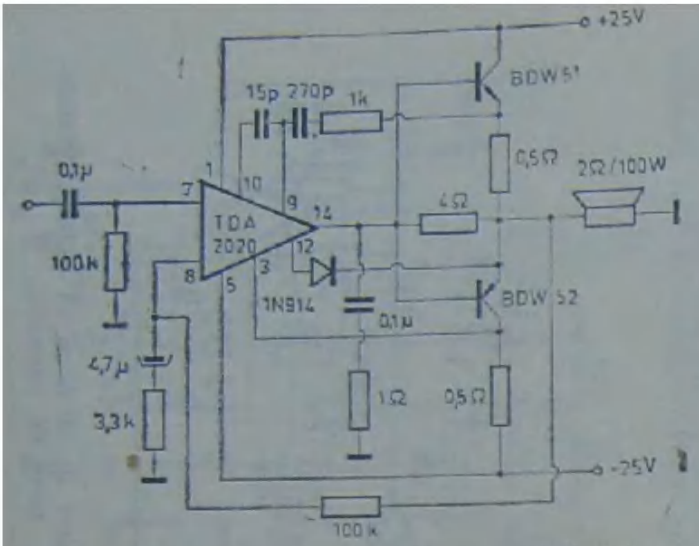


Fig. 7.70. Amplificator de 100 W cu CI TDA2020.

În timpul funcționării ca amplificator audio de putere, tranzistoarele T1 și T2 sînt blocate atîta timp cît semnalul de ieșire (curentul de sarcină) nu depășește un amper, ceea ce înseamnă o putere de ieșire de circa 2 W ($R_L = 4\ \Omega$). Cînd sarcina absoarbe un curent mai mare, tranzistoarele T1 și T2 intră în conducție, datorită căderilor de tensiune pe rezistențele R4 și R5 de cîte 0,68 Ω fiecare și livrează curent sarcinii, limitînd astfel curentul debitat de circuitul integrat, la circa 1 A.

Extinderea puterii debitate pe sarcină a amplificatoarelor audio integrate prin utilizarea tranzistoarelor de putere la ieșire constituie o metodă des folosită de constructorii amatori și ea poate fi realizată în principiu cu orice tip de amplificator de putere integrat. În acest sens, în figura 7.70 se prezintă un amplificator de putere care poate debita pînă la 90 W pe o sarcină de 2 Ω, utilizînd circuitul integrat TDA 2020 și tranzistoarele complementare BDW51 – BDW52, cu alimentarea de la sursa dublă de ±25 V.

g) Alte amplificatoare audio de putere

Amplificatoarele audio de putere produse în U.R.S.S., cu indicativul KI74, sînt destinate aplicațiilor cu puteri pînă la 5 W. Caracteristicile electrice a două tipuri (de 2 W și 4,5 W) sînt date în tabelul nr. 7.2.7.

Tabelul 7.2.7

Tipul	V_{CC} (V)	P_0 (W)	R_i (kΩ)	A_v (dB)	R_L (Ω)	δ (%)	B_f (Hz)
K174/YH5	12	2	10	min. 80	4	1	30 Hz÷20 kHz
K174/YH7	15	4,5	50	min. 90	4	2,5	40 Hz÷20 kHz

Schemele de aplicație sînt prezentate în figura 7.71, a și b.

Amplificatoarele audio de putere din seria STK sînt produse de firma Sanyo. În figura 7.72 se prezintă un montaj pentru aplicații stereofonice realizat cu circuitul dual STK–013. Acest circuit alimentat cu tensiunea nesimetrică de +32 V, poate debita o putere de 2 × 9,5 W, pe o sarcină de 8 Ω, cu distorsiuni sub 1% în banda de frecvențe de 30 Hz ÷ 20 kHz.

Amplificatorul audio de putere, realizat cu circuitul integrat STK–077, după schema din figura 7.73, cu alimentare simetrică la ±25 V, poate debita o putere de 30 W, pe o sarcină de 8 Ω. În tabelul 7.2.8. se prezintă principalele caracteristici electrice ale amplificatoarelor audio de putere Hi–Fi din seria SI – 1000, produse de firma japoneză Sanken. Numai circuitul SI–1050GL este prevăzut intern cu protecție la suprasarcină și scurtcircuit.

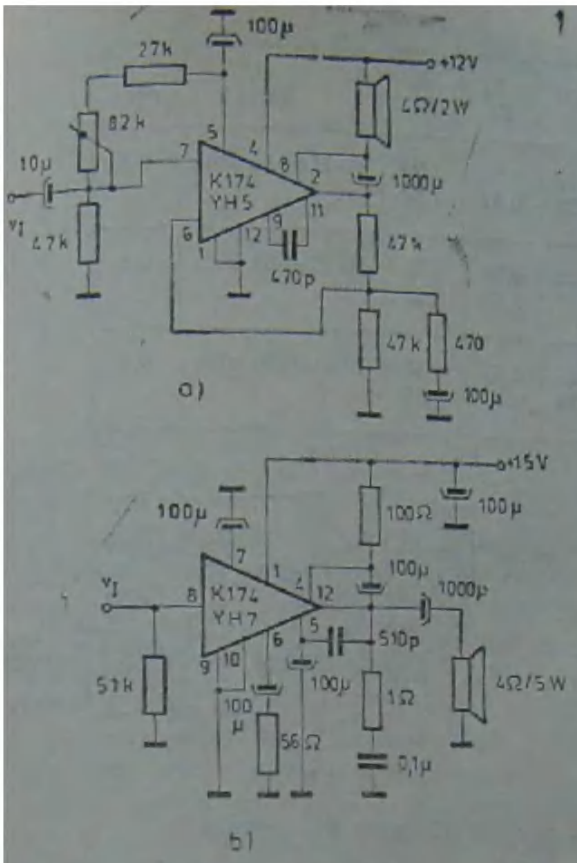


Fig. 7.71. Amplificatoare audio cu K174/YH5 (a) şi K174/YH7.

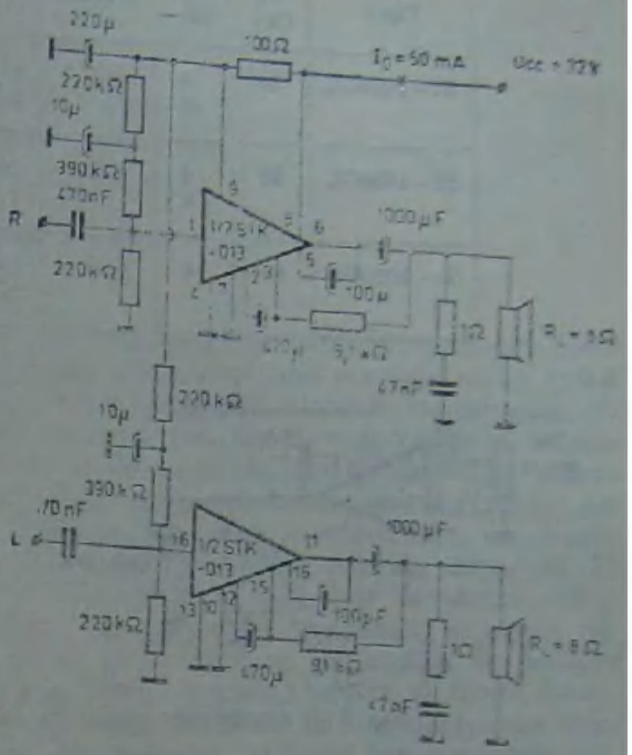


Fig. 7.72. Amplificator stereo cu CI STK–013.

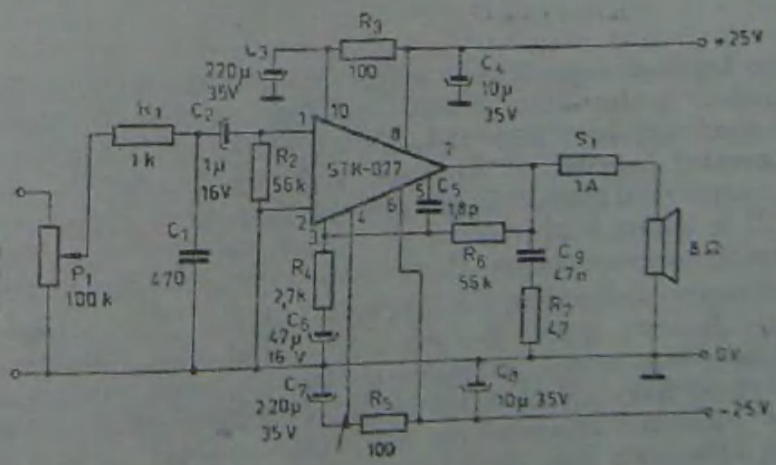


Fig. 7.73. Amplificator audio cu CI STK–077.

Tabelul 7.2.8

Tipul	P_e (W)	R_L (Ω)	V_{CCmax} (V)	V_{CC} (V)	V_I (V)	I_e (A)	B_f (Hz)	δ (%)
SI–1020GL	20	4 8	±27,5	±17 ±23	0,28 0,42	2,22 1,58	10 Hz÷50 kHz	0,5
SI–1030GL	30	4 8	±30	±22 ±27	0,35 0,52	2,73 2,00	10 Hz÷50 kHz	0,5
SI–1050GL	50	4	±40	±25 ±33	0,45 0,7	3,53 2,50	10 Hz÷30 kHz	0,5

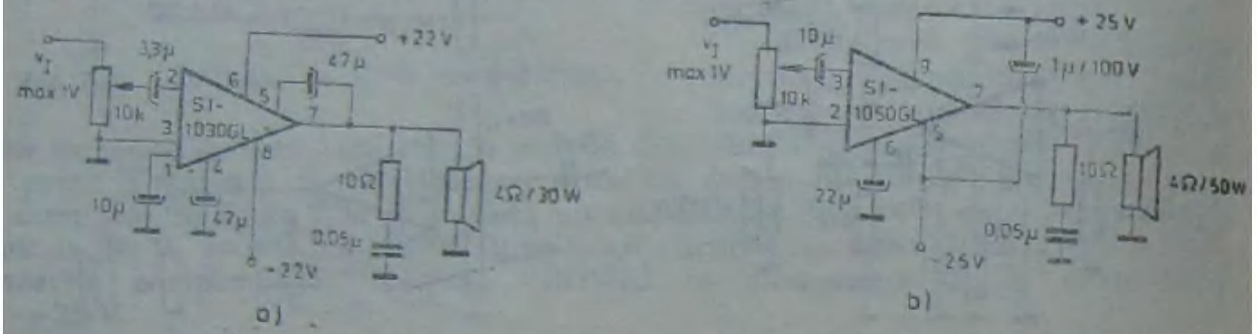


Fig. 7.74. Amplificator audio cu CI SI–1030GL (a) şi SI–1050GL

În figura 7.74, a şi b se prezintă schemele recomandate pentru amplificatorul SI–1030GL şi respectiv pentru amplificatorul SI–1050GL. În ambele situaţii sarcina este de 4 Ω, iar alimentarea este simetrică cu o tensiune ce corespunde valorilor din tabelul nr. 7.2.8.

8. SINTETIZATOARE ELECTRONICE MUZICALE

Sunetele muzicale pot fi produse pe cale electronică de către echipamente complexe, numite *sintetizatoare electronice*. Acestea pot genera atît semnale audio avînd indicatori specifici sunetelor provenite de la instrumentele muzicale tradiționale, cît și semnale caracteristice, rezultînd sunete cu totul noi, specifice procedeului de sinteză electronică. Spre deosebire de instrumentele muzicale care produc doar sunete determinate, tipice pentru instrumentul respectiv, sintetizatoarele electronice *pot genera în principiu orice fel de sunete*, deoarece parametrii acestora sînt în limite largi, reglabili. Sintetizatorul apare astfel ca un instrument muzical universal. El permite atît *interpretarea* unor partituri muzicale prin utilizarea claviaturii, cît și *memorarea* și *redarea* la momentul potrivit a unor secvențe temporale, structuri ritmice sau texte muzicale. De asemenea, poate fi prevăzut cu posibilități de *preluare* a unor sunete naturale și de *prelucrare* a acestora, rezultînd sunete și efecte deosebite și neobișnuite. Interpretarea unei compoziții muzicale la sintetizatoarele electronice complexe se deosebește mult de cea obișnuită, utilizînd instrumentele muzicale tradiționale. De obicei, pe lîngă interpretul propriu-zis care utilizează claviatura și sistemul de taste, intervine operatorul care este și regizor de sunet. Acesta stabilește și modifică parametrii sunetului, acționînd numeroase butoane și potențiometre. El conectează diverse module auxiliare, prevede momentele de redare a anumitor părți sau secvențe muzicale înregistrate în memorie, programează ordinea lor, stabilește și ponderea diferitelor efecte speciale.

8.1. PARAMETRII CARACTERISTICI AI SUNETULUI MUZICAL

Pentru sinteza sunetului muzical trebuie să se asigure întregul complex de parametri caracteristici ai acestuia: înălțime, durată, intensitate și timbru.

Înălțimea sunetului este determinată de frecvența oscilației fundamentale. Raportul frecvențelor a două fundamentale formează un *interval*. Intervalul de o *octavă* corespunde unui raport de frecvențe egal cu doi. Domeniul frecvențelor audio 20 Hz — 20 kHz cuprinde deci 10 octave. Octava se împarte în 6 *tonuri* și 12 *semitonuri*, iar raportul între frecvențele a două armonici fundamentale corespunzătoare unui interval de un ton este egal cu $\sqrt[6]{2} \cong 1{,}12$. În tabelul 8.1 se prezintă pentru exemplificare dependența exponențială între scala frecvențelor și notele muzicale, la interval de o octavă. Se reamintește faptul că urechea sesizează foarte ușor *modificările* de frecvență, sensibilitatea maximă fiind între 500 Hz și 4 kHz, cînd poate deosebi variații de frecvență de 0,35%. Valoarea absolută a unei anumite frecvențe, adică o anumită înălțime a sunetului, se stabilește însă cu erori mari, care cresc mult pentru frecvențe de peste 4 kHz.

Tabelul 8.1

Intervalul	Frecvența	
LA_1 (contraoct.)	f_0	55 Hz
LA (oct. mare)	$2f_0$	110 Hz
la (oct. mică)	$4f_0$	220 Hz
la^1 (octava 1)	$8f_0$	440 Hz
la^2 (octava 2)	$16f_0$	880 Hz
la^3 (octava 3)	$32f_0$	1760 Hz

Pentru a fi recepționat corect de ureche, sunetul muzical trebuie să aibă o *durată* mai mare de 20—30 ms. Pentru durate mai mari, *senzația de tărie* scade, în urma adaptării organului auditiv.

Tăria sunetului este în principal dependentă de *intensitatea* sa, dependența fiind însă logaritmică. De aceea, dublarea puterii de emisie a instalației audio nu este percepută de ureche prin dublarea tăriei sunetului. Tăria sunetului depinde și de frecvența sa, la o amplitudine dată fiind maximă între 1 și 4 kHz.

Timbrul este proprietatea care individualizează suntele de aceeași înălțime, durată și intensitate, produse de surse sonore diferite. Timbrul este dat atît de *componența spectrală* a oscilațiilor produse simultan cu tonul fundamental, cît și de *dinamica* sunetului, adică de evoluția temporală a amplitudinii și frecvenței componentelor spectrale. Un sunet *armonic* conține, pe lîngă componenta fundamentală, o serie de componente armonice avînd frecvența multiplu întreg al frecvenței fundamentale. La suntele *nearmonice*, raportul frecvențelor componentelor față de fundamentală este oarecare. Sunetele produse de unele instrumente muzicale conțin și componente de tip *zgomot*, de frecvență și amplitudine aleatoare, fără formă stabilă, deterministă. În figura 8.1 se prezintă ca exemplu domeniul de frecvențe corespunzător sunetelor muzicale produse de unele surse sonore. Cu linie groasă s-a notat domeniul posibil pentru frecvența fundamentalei, cu linie subțire zona în care există armonici caracteristice timbrului respectiv, iar intervalul haşurat corespunde componentelor de tip zgomot.

Pentru individualizare sunetelor date de diverse surse sonore, o mare importanță o are procesul tranzitoriu de instalare și stingere a sunetului, exemplificat în fi-

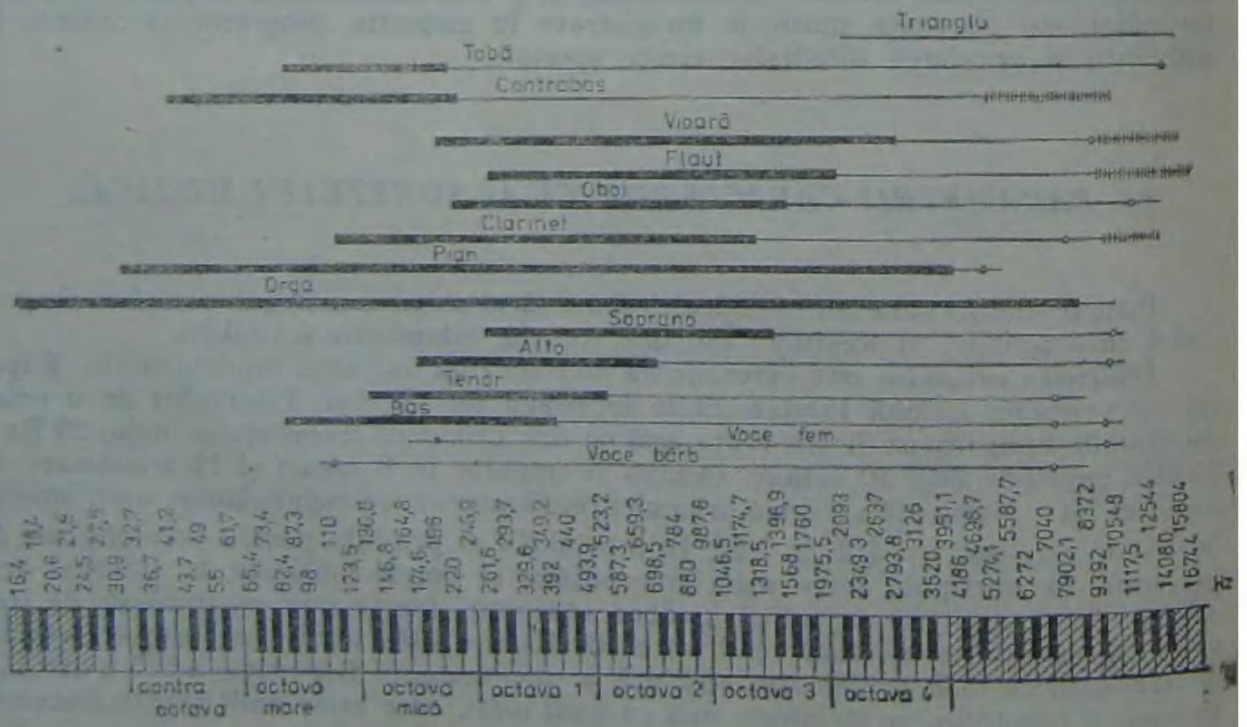


Fig. 8.1. Domeniul de frecvențe al sunetelor produse de diferite surse sonore.

gura 8.2. Înfășurătoarea undei sonore, numită *anvelopă* sau *contur* prezintă mai multe zone caracteristice: zona de *creștere* sau de *atac* (Attack), zona de *descreștere* (Decay) pînă la amplitudinea constantă, corespunzătoare zonei de *menținere* (Sustain) și zona de *revenire* (Release), cînd sunetul se stinge. Parametrii *timp de atac* t_A, de *descreștere* t_D și *amplitudinea* S *în zona de menținere* exprimată în procente din valoarea maximă sînt determinanți pentru stabilirea timbrului corespunzător diferitelor instrumente muzicale. Nu mai puțin inportantă este dinamica spectrală a semnalului sonor. Trecînd semnalul provenit de la un instrument muzical prin filtre cu dinamică variabilă, timbrul său se poate schimba complet, fără a mai putea recunoaște sursa primară care l-a produs.

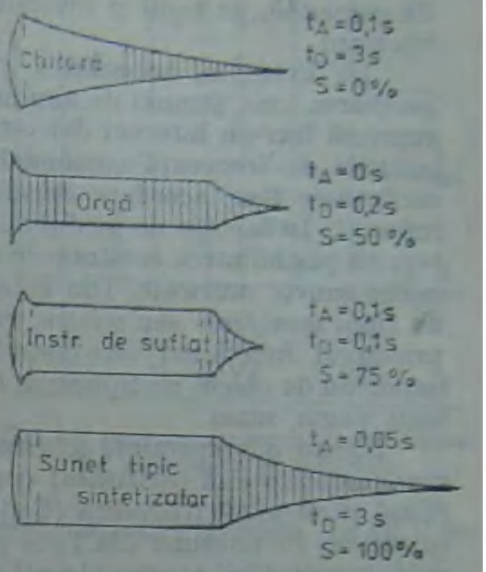


Fig. 8.2. Anvelopa caracteristică sunetelor produse de unele instrumente muzicale.

O altă caracteristică importantă a sunetului este *distribuția sa spațială*. Sunetele recepționate de ureche depind mult de particularitățile acustice ale spațiului înconjurător. Oscilațiile sonore ajung la ureche din mai multe direcții, după ce au suferit reflexii și pierderi repetate ale energiei lor. Acest fonomen, numit *reverberație* constituie un factor foarte important pentru auz. Recepționat unilateral, într-o cameră fără reverberație, sunetul muzical apare neplăcut urechii. Reverberația creează senzația de spațiu și depinde de timpul de revenire a undelor reflectate, de viteza de atenuare a lor, de direcția reflexiilor singulare. Senzația de spațiu mare, tipică sălilor de concert, poate fi creată artificial prin blocuri reverberatoare atașate sintetizatoarelor, care pot să modifice parametrii spațiali și temporali ai oscilațiilor sonore.

8.2. *PĂRȚILE COMPONENTE ALE UNUI SINTETIZATOR ELECTRONIC*

Există o mare diversitate constructivă de sintetizatoare electronice, de la forme portabile, mai simple, utilizate de amatori și profesioniști în sălile de spectacol, la sisteme complexe existente în studiouri, dispunînd de o gamă practic nelimitată de posibilități. Indiferent de complexitatea lor, ele trebuie să conțină un număr minim de *blocuri fundamentale* care să asigure sinteza sunetelor dorite. Ținînd cont de particularitățile sunetului muzical, sintetizatorul electronic trebuie să poată *genera* atît *semnale periodice* de frecvență audio cu un bogat conținut spectral, cît și *semnale aleatoare*, de tip zgomot. Obținerea unui anumit timbru se realizează prin *filtrarea* acestor semnale, cînd se dozează după dorință componentele spectrale și prin *modulare în amplitudine și frecvență*, pentru a se imprima dinamica specifică sunetului cerut. În afară de aceste unități funcționale fundamentale, sintetizatoarele electronice pot fi prevăzute cu *blocuri auxiliare*, necesare pentru crearea diverselor efecte de sunet, prelucrarea unor sunete naturale sau memorarea și generarea automată de ritmuri și acompaniamente muzicale.

Circuitele electronice ale sintetizatoarelor sînt direct dependente de funcțiile care trebuiesc îndeplinite în vederea realizării parametrilor de sunet. Complexitatea lor depinde de gradul de universalitate adoptat, de numărul parametrilor și limitele lor

de comandă, de tipul și diversitatea funcțiilor auxiliare cu care este prevăzut sintetizatorul.

De exemplu, necesitatea producerii unui sunet de anumită înălțime impune generarea unui semnal de anumită frecvență. Pentru sinteza sunetelor avînd înălțimea cuprinsă într-un interval dat este necesar sau un singur oscilator capabil să genereze semnale de frecvență comandabilă, corespunzătoare acelui interval, sau mai multe oscilatoare fixe, acordate fiecare pentru unul din tonurile cerute, cuprinse în acel interval. În funcție de modul de echipare a sintetizatoarelor cu oscilatoare comandate, rezultă posibilitatea acestora de a genera la un moment dat un singur sunet sau mai multe sunete muzicale. Din acest punct de vedere, sintetizatoarele electronice pot fi de tipul *monofonic* sau *soloton*, respectiv *polifonic* sau *pluriton*. Indiferent de variantă, principiul funcțional este asemănător, producerea simultană a mai multor sunete implicînd de obicei mutiplicarea corespunzătoare a echipamentului pentru producerea unui singur sunet.

Figura 8.3 reprezintă schema bloc a unui sintetizator soloton. Blocurile funcționale fundamentale sînt oscilatorul comandat în tensiune (OCT), generatoarele de zgomot (Gzg) și de joasă frecvență (Gjf), filtrul comandat în tensiune (FCT), amplificatorul comandat în tensiune (ACT) și generatorul de contur (ADSR). Comanda și sincronizarea funcționării acestor blocuri se realizează cu semnalele emise de blocul formator de semnale de comandă, în funcție de datele furnizate de interpret prin intermediul claviaturii.

Claviatura reprezintă de fapt un set de comutatoare prin care interpretul indică înălțimea sunetului care trebuie sintetizat. În funcție de aceasta, *blocul formator de semnale de comandă* elaborează comenzi către celelalte unități funcționale ale sintetizatorului. Semnalul principal v_1 (fig. 8.4) apare în momentul apăsării unei clape, are nivelul proporțional cu înălțimea tonului dorit și se memorează pînă la apăsarea clapei următoare. El apare brusc sau crește lent, liniar sau exponențial, în cazul din urmă realizîndu-se efectul *glissando*, respectiv *portamento*. Semnalul v_1 comandă frecvența fundamentală a OCT și, cînd este cazul, parametrii FCT. Alte semnale date de blocul formator sînt semnalul logic, numit semnal poartă v_2 și monoimpulsul v_3. Semnalul poartă (fig. 8.4)apare numai pe durata de apăsare a fiecărei clape, iar impulsul marchează începutul fiecărui sunet. Semnalele v_2 și v_3 comandă generatoarele de contur ADSR și sincronizează diferite semnale generate sau prelucrate de blocurile auxiliare.

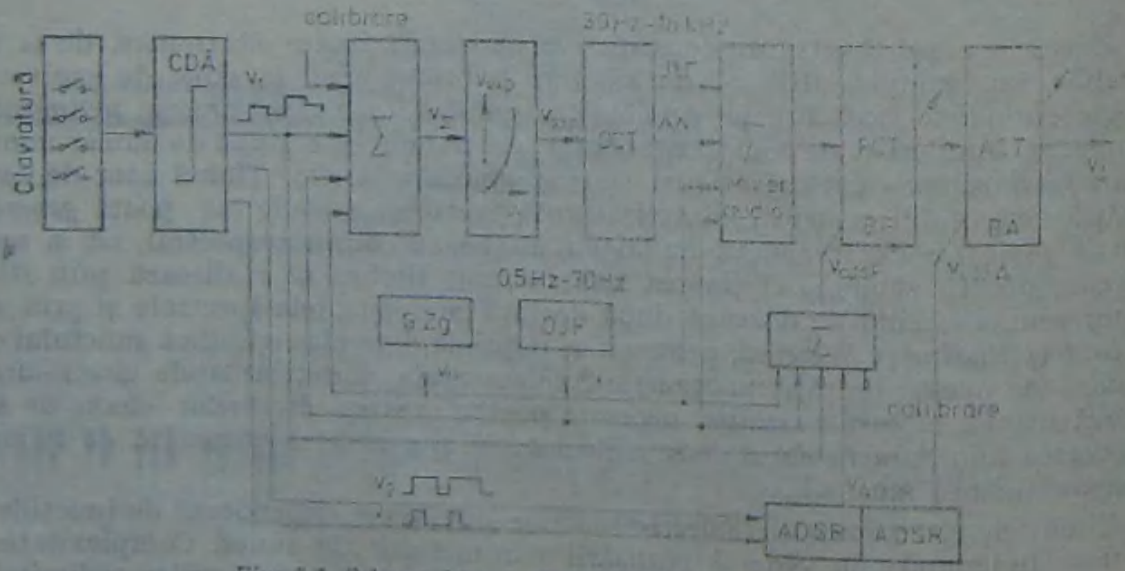


Fig. 8.3. Schema bloc a unui sintetizator monofonic.

Oscilatorul comandat în tensiune este unitatea centrală a sintetizatorului. El generează semnale periodice avînd frecvența fundamentală corespunzătoare înălțimii tonului dorit. Deoarece frecvența depinde exponențial de înălțimea sunetului (tab. 8,1), schema electronică cuprinde un circuit exponențial care introduce această dependență. Pentru asigurarea conținutului de armonici necesar, OCT generează cel puțin semnale dreptunghiulare și triunghiulare, putînd fi prevăzut și cu posibilitatea de formare a undelor sinusoidale, pulsatorii, în dinți de fierăstrău, sub formă de trepte de tensiune sau impulsuri de scurtă durată.

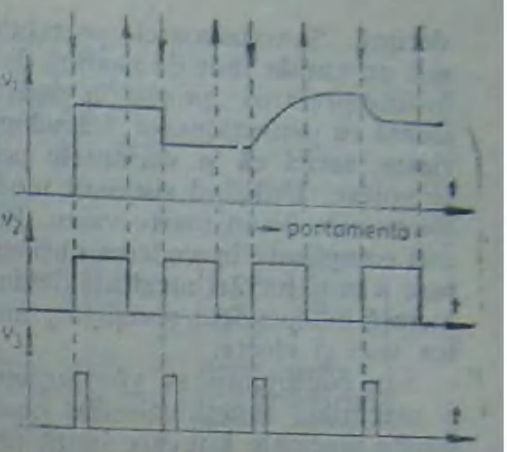


Fig. 8.4. Semnale emise de „blocul formator de semnale de comandă.

Generatoarele auxiliare de zgomot și de joasă frecvență se utilizează la generarea unor semnale aleatoare sau periodice care completează conținutul spectral al semnalului audio sau modulează semnalul generat de OCT în scopul obținerii diverselor efecte.

Filtrul comandat în tensiune dozează conținutul de armonici al semnalului generat și ponderea lor. Tipul filtrului și parametrii săi se pot comanda cu semnalul v_1, corespunzător înălțimii tonului sintetizat. Dinamica spectrală a sunetului se realizează prin modificarea în timp a parametrilor FCT, după legi de tip ADSR sau sub influența semnalelor de joasă frecvență și aleatoare date de generatoarele auxiliare.

Amplificatorul comandat în tensiune permite modularea în amplitudine a semnalului sonor, corespunzător fazelor ADSR impuse.

Generatoarele de contur ADSR furnizează semnalele modulatoare și de comandă pentru amplificatorul, respectiv filtrul comandat în tensiune. Pentru a marca începutul fiecărui sunet și durata lui, generatorul de contur primește semnalele de comandă v_3 sub formă de impulsuri și v_2 sub formă de nivele logice, sincronizate cu comenzile de la claviatură. Pe panoul de comandă sînt prevăzute posibilități de reglare în limite largi a parametrilor dinamici t_A, t_D, S și t_R.

În afara blocurilor fundamentale prezentate în figura 8.3, sintetizatorului i se mai pot atașa o serie de alte module auxiliare. Blocul de *memorie și comandă automată*, de tip automat secvențial permite în cel mai simplu caz memorarea unui număr finit de tonuri muzicale și redarea lor în ritmul prestabilit de operator. Automatele complexe pot memora și interpreta compoziții extinse, cu o mare varietate de timbruri muzicale, corespunzătoare diverselor instrumente. Selectarea și redarea lor se poate face automat, rezultînd acompaniamente, ritmuri, fraze sau compoziții muzicale, la unul sau mai multe instrumente.

Procesorul de sunet permite recepționarea și prelucrarea sunetelor naturale. Acestea se pot îmbogăți în armonici, filtra, modula și completa cu efecte speciale. Totodată, se poate comanda sinteza unor sunete care să evolueze în paralel cu semnalele sonore preluate din exterior.

Alte blocuri pentru prelucrarea semnalului audio și realizarea de diverse efecte sînt *defazorul* și *reverberatorul*. Defazorul permite prelucrarea fazei semnalului, prin deplasarea înainte sau în urmă și mixarea cu semnalul inițial. Rezultă o atenuare sau accentuare a diferitelor componente spectrale, iar prin variația în timp a defazajului, apar diferite disonanțe sau sunete corespunzătoare unor fenomene naturale sau imaginare. Reverberatorul realizează în mod artificial efectul de spațiu mare, prin însumarea semnalului primar cu o fracțiune din cel de ieșire, defazat.

Unitățile funcționale ale sintetizatoarelor se pot îngloba în corpul propriu-zis sau se realizează sub formă de module independente care se interconectează după

dorință. Sintetizatoarele portabile, cu structuri compacte și dimensiuni reduse, permit un număr finit de moduri de prelucrare și elaborare a sunetului. Ele se utilizează la interpretarea „pe viu" a partiturilor muzicale în sălile de spectacol sau de concert. Odată cu perfecționarea tehnologiilor electronice, s-au mărit posibilitățile de miniaturizare, astfel că și variantele portabile sînt prevăzute cu funcții din ce în ce mai complexe. Utilizînd sistemul modular, posibilitățile în crearea și prelucrarea muzicii electronice devin foarte vaste. Bineînțeles, cu cît se folosesc mijloace mai diverse și mai complicate în vederea obținerii unor relizări de înaltă calitate, timpul de elaborare a unei lucrări muzicale devine mai îndelungat, fiecare frază trebuind să fie prelucrată independent și repetat, în final ea apărînd ca rezultatul suprapunerii mai multor voci și efecte.

În continuare, se vor prezenta cîteva exemple privind modul de interconectare a unităților funcționale din componența sintetizatorului pentru producerea unor sunete muzicale sau care imită fenomene din natură.

Sinteza sunetelor asemănătoare cu cele produse de diverse instrumente muzicale se poate realiza cu schema bloc din figura 8.5. De exemplu, pentru pian, sunetul trebuie să fie bogat în armonici superioare, așa cum este de pildă semnalul triunghiular, iar anvelopa are parametrii $t_A = 0$ s., $t_D = 3$ s., $S = 0\%$. Modificarea parametrilor ADSR și a conținutului spectral al semnalului generat conduce la modificarea timbrului semnalului sintetizat. În figura 8.6 se indică unele date caracteristice pentru sunetele corespunzătoare instrumentelor de percuție.

În figura 8.7 se indică schema bloc a sintetizatorului, în caz că se imită sunetele date de valurile mării, sau de pufăitul locomotivei cu aburi. În primul caz, semnalul conține zgomot alb și roz, dozat de FCT care este comandat cu un semnal lent variabil de frecvență $f_0 : 16$. Anvelopa ADSR are parametrii $t_A = 0{,}8$ s., $t_D = 0{,}4$ s., $S = 0\%$, iar frecvența de repetiție $f_0/8$ poate fi fixă de circa 1 Hz, dată de semnalul de calibrare, sau variabilă, comandată prin claviatură. În al doilea caz, FCT are parametrii fixați, în banda de 100—200 Hz, deci intrarea filtrului se deconectează de la semnalul de comandă dat de OCT, iar parametrii ADSR sînt $t_A = 0{,}2$ s., $t_D = 0{,}5$ s., $S = 0\%$.

În figura 8.8 se prezintă configurația sintetizatorului pentru generarea sunetelor care imită dangătul clopotului. Sunetele sînt formate dintr-un amestec complex de nearmonice, iar pentru sinteza lor trebuie produse cel puțin trei dintre acestea : sunetul de tact, care domină imediat după bătaia clopotului, tonul fundamental, cu circa două octave sub frecvența de tact și tonul caracteristic cu circa o terță mică sau mare deasupra frecvenței fundamentale. În funcție de acest interval caracteristic, sunetul este mai cald sau mai viu, mai strălucitor. În componența sintetizatorului sînt necesare cel puțin trei OCT așa cum este prevăzut și în figura 8.8. OCT1 generează semnalul dreptunghiular, de tact, iar OCT2 și OCT3 emit semnale sinusoidale, de frecvență corespunzătoare semnalului caracteristic și fundamental. Frecvența f_0 este comandată de la claviatură, semnalul dat de OCT fiind modulat suplimentar în joasă frecvență (5 Hz). Parametrii ADSR sînt $t_A = 0$ s., $t_D = 5$ s., $S = 0\%$. Se pot obține semnale mai complexe dacă se utilizează, separat, cîte un ACT pentru fiecare semnal component, permițînd astfel modularea în amplitudine cu parametri ADSR diferiți.

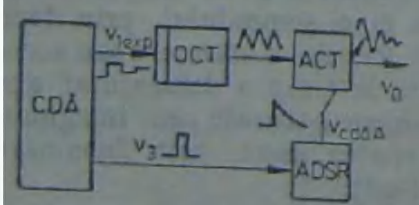


Fig. 8.5. Schema bloc pentru sintetizarea sunetului care imită pianul.

Modul de generare a unor zgomote utopice de mașini se indică în schema bloc din figura 8.9. Semnalele în trepte crescătoare sau descrescătoare servesc la modularea frecvenței OCT și la comanda dinamică a parametriilor filtrului. Parametrii ADSR sînt $t_A = 0$ s., $t_D = 0$ s., $S = 100\%$.

În final, în figura 8.10 se indică schema bloc a unui sintetizator polifonic. Lucrează în paralel un nu-

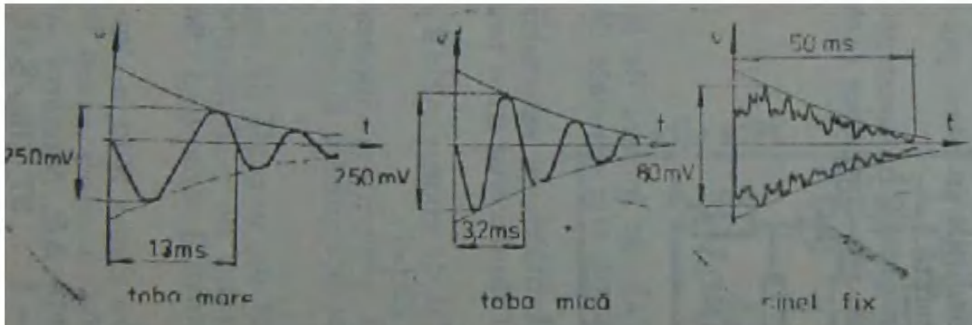


Fig. 8.6. Forme caracteristice de undă pentru sunetele unor instrumente de percuție.

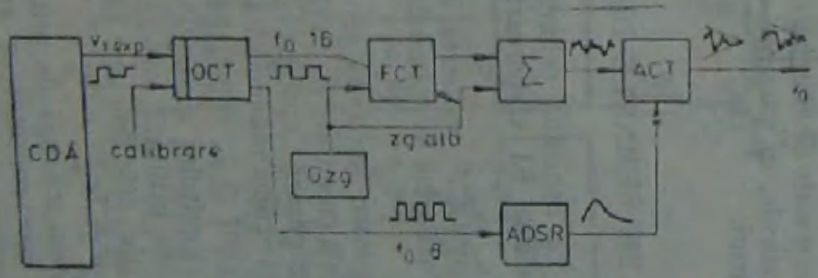


Fig. 8.7. Schema bloc pentru sinteza unor sunete naturale.

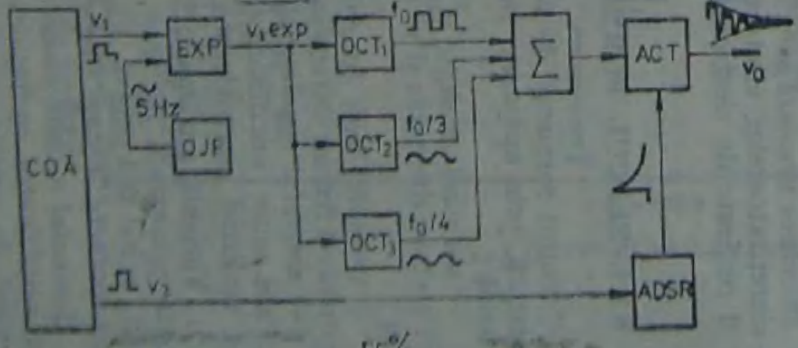


Fig. 8.8. Schema bloc pentru sinteza sunetelor de clopot.

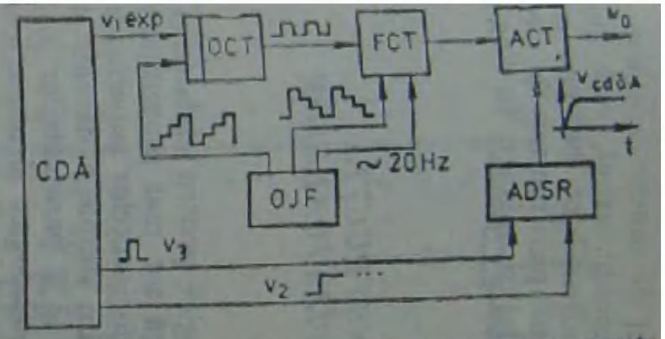


Fig. 8.9. Schema bloc pentru sinteza unor sunete utopice.

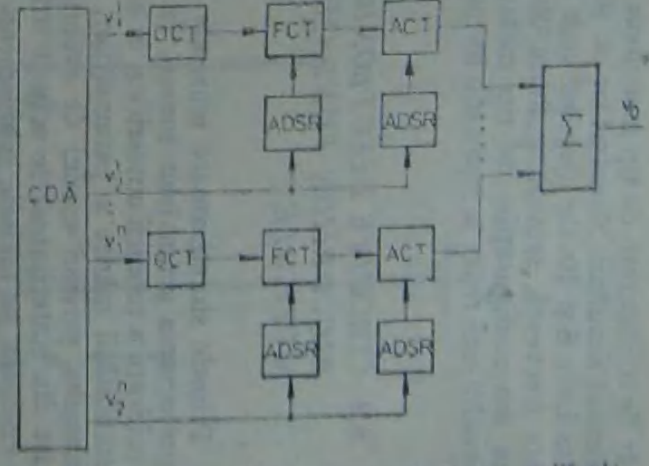


Fig. 8.10. Schema bloc a unui sintetizator polifonic.

măr de configurații de tip monofonic, corespunzător cu numărul de sunete care se sintetizează simultan. Numărul lor se stabilește din motive economice și, uzual, este cuprins între 6 și 10. Cu ajutorul unor multiplexoare ale căror adrese sînt baleiate cu mare frecvență, semnalele de la claviatură sînt transmise aproape simultan la cîte una din configurațiile de tip monofonic. Prelucrate individual și mixate în final, semnalul este redat la ieșire sub forma sa complexă.

8.3. *CIRCUITE ELECTRONICE UTILIZATE ÎN CONSTRUCȚIA BLOCURILOR FUNDAMENTALE ALE SINTETIZATOARELOR MUZICALE*

Primele sintetizatoare muzicale au folosit procedee analogice pentru elaborarea și prelucrarea semnalelor sonore. În prezent, există o tendință tot mai pronunțată de utilizare a tehnicii numerice și în acest domeniu, datorită performanțelor superioare și stabilității mărite a parametrilor, a programării și memorării simple a datelor și comenzilor privind modul de evoluție a semnalelor generate și a parametrilor lor. Multe din sintetizatoarele actuale utilizează procedee hibride, analogice și numerice. De exemplu, se folosesc echipamente digitale pentru introducerea și afișarea datelor, OCT sau generatoare de semnal cu comandă numerică ori în întregime numerice. Acestea asigură o mare precizie și stabilitate a frecvenței, iar configurațiile de circuit sînt relativ simple. Filtrele analogice se preferă în schimb celor digitale, deoarece deocamdată prezintă configurații de complexitate redusă, în condițiile în care, pentru aceste aplicații, precizia parametrilor lor nu este determinantă.

În cele ce urmează se vor descrie o serie de circuite care se utilizează în construcția sintetizatoarelor electronice muzicale, în variante analogice sau numerice care pot fi realizate de electroniștii amatori.

8.3.1. BLOCUL FORMATOR DE SEMNALE DE COMANDĂ

Circuitul formator de semnale de comandă primește semnale de intrare de la claviatură, prin apăsarea fiecărei clape. El elaborează cel puțin trei semnale de comandă:

— *semnalul analogic* v_1, destinat OCT; valoarea sa indică înălțimea sunetului care trebuie sintetizat și se memorează pînă la comanda pentru producerea unui nou sunet;

— *semnalul logic* (poartă) v_2, pentru comanda generatorului de contur ADSR; are un nivel fix, iar durata sa este egală cu durata de apăsare a clapei;

— *semnalul monoimpuls* v_3 marchează apariția comenzii pentru producerea unui nou sunet; are durată și nivel fix; comandă blocul ADSR sau alte unități funcționale, realizînd sincronizarea comenzilor și a semnalelor.

1. **Variantă analogică.** Schema circuitului analogic, formator de semnale de comandă prezentată în figura 8.11 este utilizată într-un sintetizator de performanțe medii, avînd trei octave. Fiecărcia din cele 38 clape ale claviaturii îi corespund cîte două contacte, notate în figura cu a și b.

Semnalul v_1 este elaborat conform schemei de principiu din figura 8.12, a. Primul amplificator operațional (AO) este conectat ca amplificator inversor avînd în circuitul de reacție un șir de rezistoare, fiecare avînd rezistența ΔR. Numărul de rezistoare conectate este comandat prin comutatoarele a_i, $i = 1 \ldots 37$, (fig. 8.11)

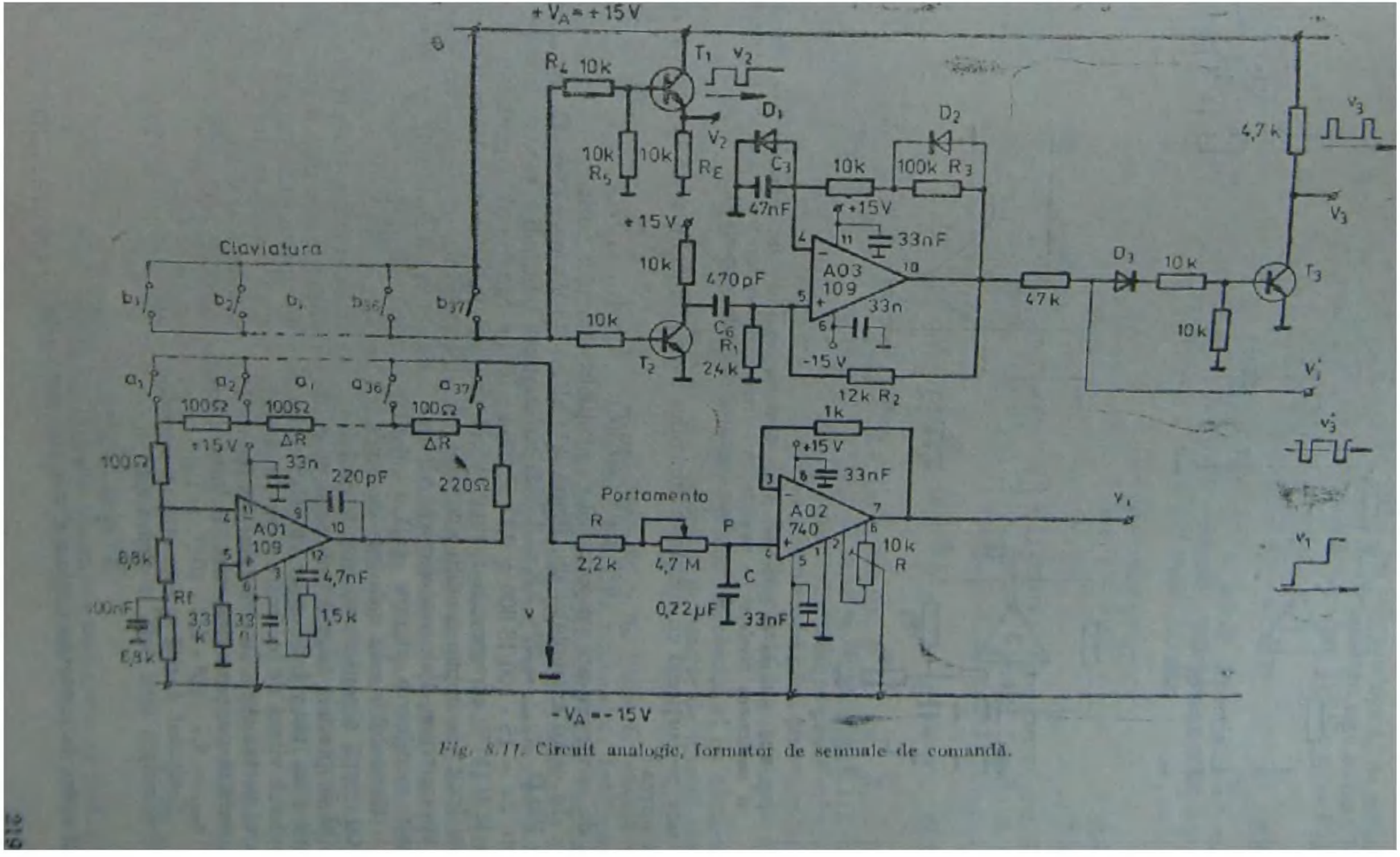


Fig. 8.11. Circuit analogic, formator de semnale de comandă.

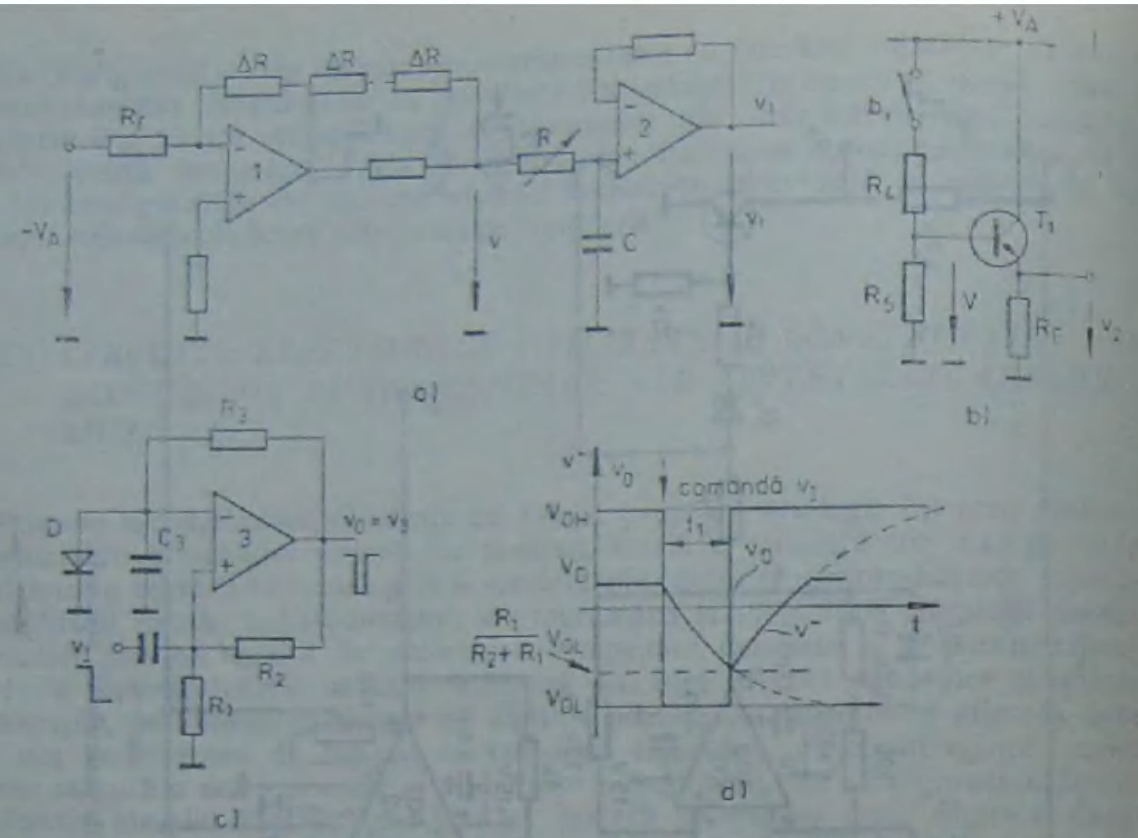


Fig. 8.12. Scheme de principiu, pentru formarea semnalelor de comandă: a — formarea și memorarea nivelelor de tensiune; b — repetor de tensiune; c — circuit monostabil; d — evoluția semnalelor circuitului monostabil.

și este proporțional cu înălțimea sunetului dorit. Semnalul v de la ieșirea AO1 este de forma:

$$v = V_A(k \cdot \Delta R)/R_f, \quad k = 1, \ldots, 37 \tag{8.1}$$

și, de asemenea este proporțional cu înălțimea sunetului dorit.

În cazul exemplului din figura 8.11, $V_A = 15$ V, $R_f = 13{,}6$ kΩ, $R_{r\,min} = \Delta R = 100$ Ω, $R_{r\,max} = 37 \cdot \Delta R = 3{,}7$ kΩ iar creșterea tensiunii v pentru fiecare semiton este $\Delta v = 15 \cdot 100/13\,600 \cong 0{,}11$ V. Domeniul de variație al tensiunii de ieșire este de la 0,11 V corespunzător tonului cel mai de jos, la 4,07 V, pentru tonul cel mai înalt. Se impun condiții riguroase privind stabilitatea în timp și cu temperatura a parametrilor. Valoarea efectivă ΔR este mai puțin importantă, interesează mai mult menținerea riguros egală a valorilor întregului lanț R_r.

Semnalul v este memorat de condensatorul C (fig. 8.12, a) și rămîne la ieșirea AO2, după deconectarea comutatorului a, deci după ridicarea clapei. Repetorul cu AO2 de precizie asigură prin curenții săi de polarizare foarte reduși, menținerea valorii v un timp îndelungat, de ordinul zecilor de secunde. Cu potențiometrul R se reglează viteza de încărcare a condensatorului, pentru realizarea după dorință a efectului portamento. În exemplul din figura 8.11, constanta de timp de încărcare poate fi variată cu potențiometrul P între limitele $\tau_{min} = 2{,}2 \cdot 10^3 \cdot 2{,}2 \cdot 10^{-7} \cong 0{,}5$ ms și $\tau_{max} = 4{,}7 \cdot 10^6 \cdot 2{,}2 \cdot 10^{-7} \cong 1$ s.

Semnalul poartă v_2 este preluat printr-un repetor pe emitor (T_1), a cărui schemă de principiu este dată în figura 8.12, b:

$$v_2 = \frac{V_A \cdot R_5}{R_4 + R_5} - V_{BE} \cong 7 \text{ V} \tag{8.2}$$

El apare la conectarea unuia dintre comutatoarele b_i, $i = 1, \ldots, 37$.

Formarea monoimpulsurilor v_3 se poate asigura tot pe cale analogică, de exemplu, cu circuitul monostabil cu AO3, al cărui principiu de funcționare este indicat în figurile 8.12, c și d. *Starea stabilă* corespunde semnalului de nivel ridicat $v_0 = V_{OH}$, cînd tensiunile la bornele AO sînt,

$$v^- = V_D = 0{,}6 \text{ V}; \quad v^+ = V_{OH}R_1/(R_1 + R_2); \quad v^- < v^+ \tag{8.3}$$

Aplicarea la borna neinversoare a unui semnal care să aducă potențialul v^+ sub nivelul v^-, conduce la basculareа AO. Apare *starea instabilă*, cînd tensiunea de ieșire are nivelul coborît, $v_0 = V_{OL} = -V_{OH}$, iar tensiunile la bornele AO sînt

$$v^- = v_C(t) = v_C(0) \exp(-t/\tau) + v_C(\infty)(1 - \exp(-t/\tau)),$$

unde

$$v_C(0) = V_D = 0{,}6 \text{ V}, \; v_C(\infty) = -V_{OH}, \; \tau = R_3C_3 \tag{8.4}$$

$$v^+ = -V_{OH}R_1/(R_1 + R_2); \quad v^- > v^+ \tag{8.5}$$

Variația tensiunii la borna inversoare decurge pînă la atingerea nivelului v^+ dat de relația (8.5), cînd are loc rebasculareа AO3 în starea inițială, stabilă. Durata t_1 a impulsului (fig. 8.12, d) se calculează din relațiile (8.4) și (8.5) și rezultă de forma:

$$t_1 = R_3C_3 \ln\left(\frac{V_D + V_{OH}}{V_{OH}} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1}\right) \tag{8.6}$$

Pentru $V_D << V_{OH}$ și $R_2 = 5R_1$ rezultă $t_1 \cong R_3C_3/5$. Pentru $t_1 = 1$ ms., $R_2 = 12$ kΩ și $R_3 = 100$ kΩ, rezultă $R_1 = 2{,}4$ kΩ și $C_3 = 5 \cdot 10^{-3}/10^5 = 50$ nF (fig. 8.11). În scopul micșorării timpului de revenire în regimul permanent, stabil, se poate micșora rezistența de încărcare a condensatorului, prin scurtcircuitarea unei părți din rezistența de descărcare. În figura 8.11 acest rol îl are dioda D_2, în paralel cu rezistența de 100 kΩ.

Circuitul din figura 8.11 permite și inversarea sensului impulsului v_3' cu ajutorul comutatorului static T_3, care se saturează sau blochează, în funcție de nivelul tensiunii v_3'.

2. **Varianta logică.** Blocul semnalelor de comandă v_1, v_2, v_3, poate fi realizat și cu module logice, utilizînd principiile de prelucrare digitală a semnalelor. Înălțimea sunetelor se codifică digital cu un circuit codificator de intrare. Semnalul binar rezultat se transmite direct la un OCT digital sau cu comandă numerică, sau se transformă în semnal analogic cu un convertor digital-analogic (D/A), rezultînd semnalul v_1, proporțional cu înălțimea sunetului dorit.

Circuitul codificator de intrare poate fi realizat cu matricea cu diode din figura 8.13. Semnalele de intrare, transmise prin cele 37 comutatoare ale claviaturii au nivelele logice 0 (0 V), și 1 (7 V) corespunzătoare comutatoarelor în poziția deconectat, respectiv conectat. Semnalele de ieșire a', b', c', d', e', f', pot avea nivelele logice 0 (0 V) sau 1 (7 V), în funcție de poziția comutatoarelor de la intrare. Matricea cu diode este astfel concepută, încît la conectarea fiecărui comutator la intrare, apare la ieșire o anumită combinație binară și anume codul binar al indicelui comutatorului, conform tabelului 8.2. Numărul binar $f'e'd'c'b'a'$ reprezintă codul înălțimii sunetului dorit.

Conversia semnalului binar în semnal analogic v_1 se realizează cu *convertoare D/A*. Acestea preiau la intrare semnalul în cod binar și îl transpun la ieșire sub formă zecimală, prin realizarea unor sume de forma

$$N = a_{n-1}2^{n-1} + \ldots + a_1 2 + a_0, \tag{8.7}$$

a_i, $i = 0, \ldots, n-1$ fiind cifrele numărului binar de n biți.

În figura 8.14, a este indicat unul din principiile de realizare a unui *convertor D/A cu componente discrete și AO*, iar în figura 8.14, b apare montajul efectiv. Convertorul

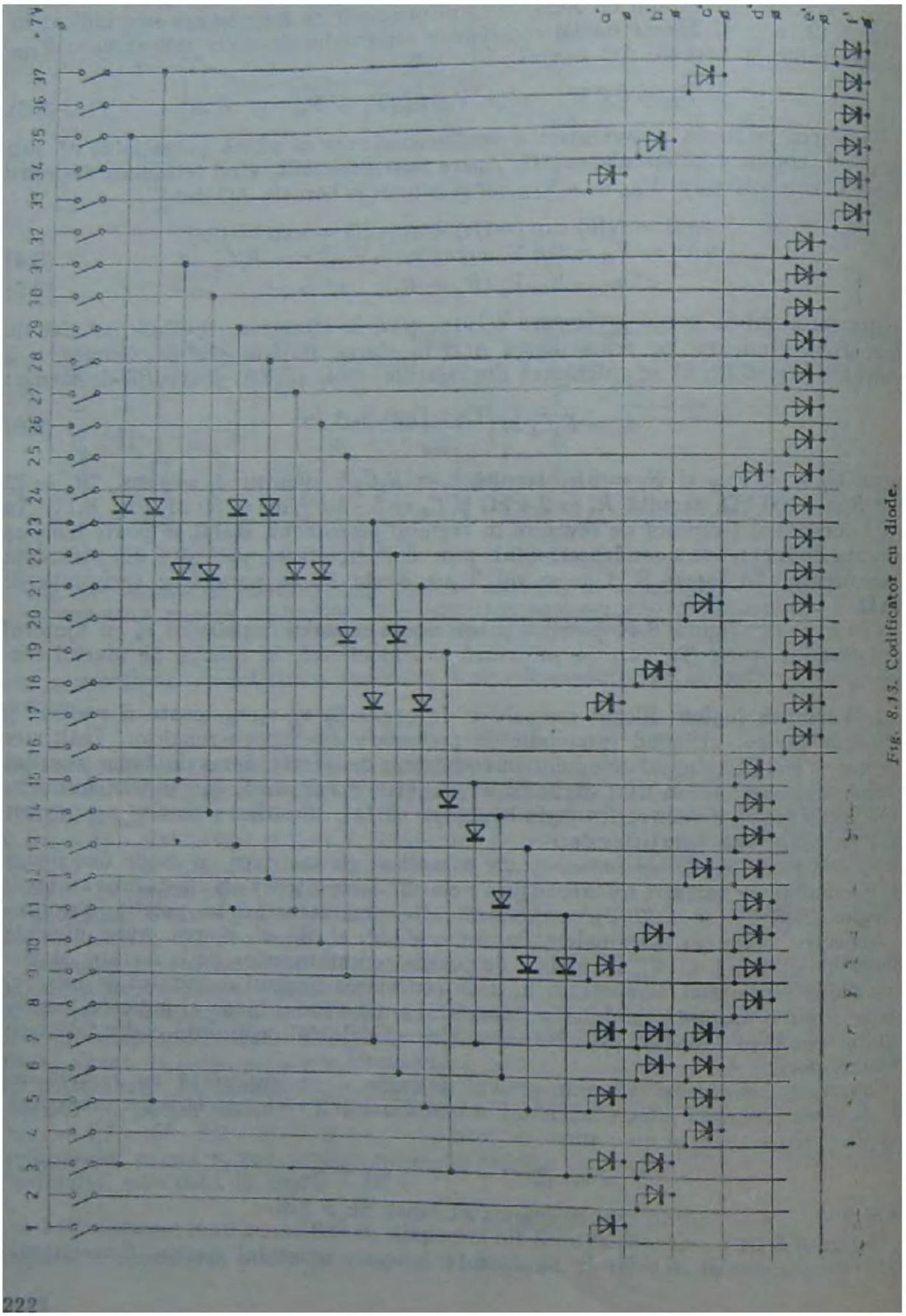


Fig. 8.13. Codificator cu diode.

preia la intrare numărul binar $\overline{fedcba}$, ponderează și însumează semnalele, rezultînd la ieșire un semnal proporțional cu numărul zecimal de forma (8.7). Nivelele logice f, e, d, c, b, a sînt date de starea comutatoarelor K (fig. 8.14, a), iar valorile rezistoarelor în circuitul de reacție a amplificatorului neinversor cu AO sînt astfel alese încît să contribuie în sumă cu ponderi diferite, puteri ale lui 2. Tensiunea la ieșire este de forma:

Tabelul 8.2

Comutator	$f'e'd'c'b'a'$
1	000001
2	000010
3	000011
...	.....
37	100101

$$v_0 = V(1 + fR_2/R_1 + eR_2/(2R_1) + \ldots + aR_2/(32R_1)) = V + V_{min} \cdot N,$$
unde $V_{min} = VR_2/(32R_1)$, iar $N = f2^5 + e2^4 + d2^3 + c2^2 + b2 + a.$ (8.8)

V_{min} este valoarea treptei minime de tensiune față de nivelul V de referință, obținută în cazul în care $N = 1$.

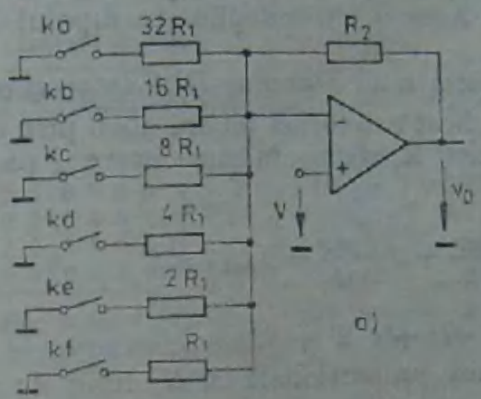
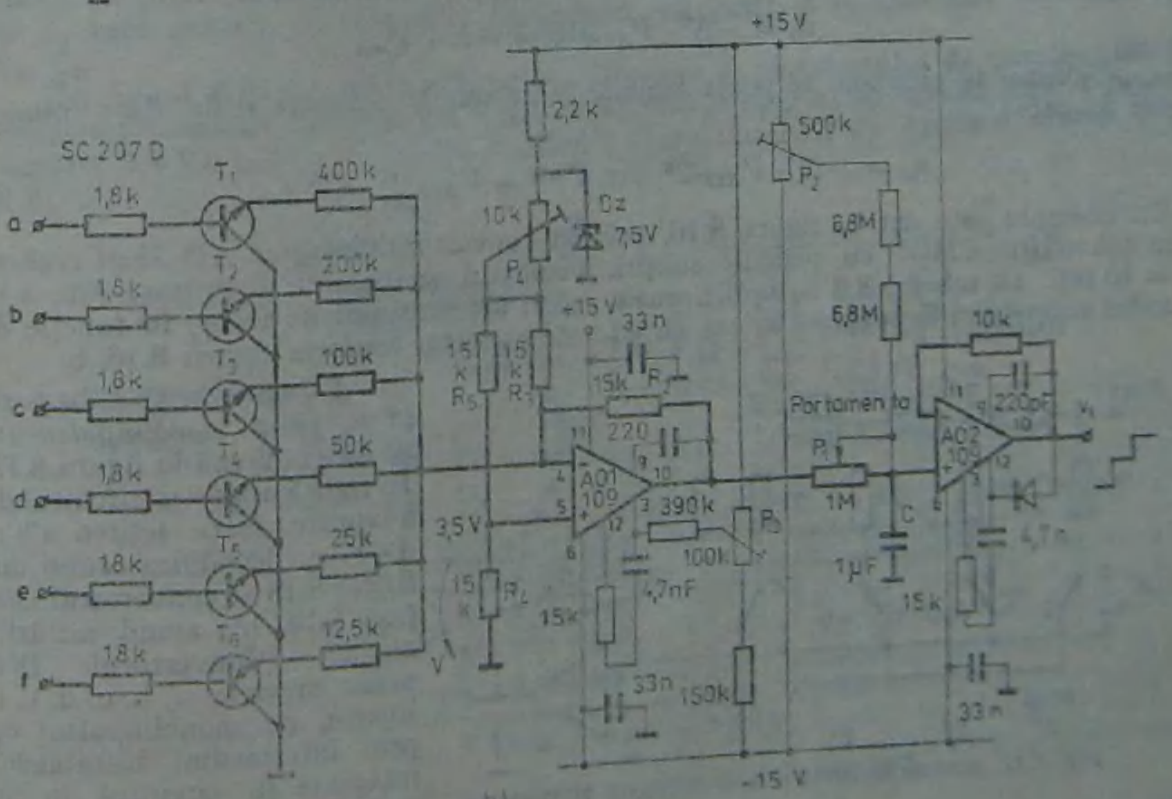


Fig. 8.14. Convertor D/A cu componente discrete: a — schema de principiu; b — schema electrică.



Convertorul D/A din figura 8.14, b este realizat cu AO1 și comutatoarele statice cu tranzistoarele $T_1 \dots T_6$, în regim blocat sau saturat inversat. Tensiunea constantă V de 3,5 V este obținută de la dioda Zener DZ prin divizorul R_4, R_5. Spre deosebire de schema de principiu, componenta V a tensiunii de ieșire (relația 8.8) este compensată de conexiunea de tip diferențial R_1, R_5, R_3, R_2. Pentru semnal nul la intrare, adică pentru $N=0$, tensiunea la ieșire este nulă:

$$v_O = V_Z \frac{R_4}{R_3 + R_4}\left(1 + \frac{R_2}{R_5}\right) - V_Z \frac{R_2}{R_3} = 0, \text{ dacă } \frac{R_4}{R_5} = \frac{R_2}{R_3}$$

Treapta minimă de tensiune pentru $N = 1$ este $V_{min} = 3{,}5\ \text{V} \cdot 15\ \text{k}\Omega/(32 \cdot 12{,}5\ \text{k}\Omega) \cong$ $\cong 0{,}13$ V. Pentru tonul cel mai înalt, cînd comutatorul k_{37} din componența codificatorului (fig. 8.13) este conectat, nivelele logice la intrarea convertorului sînt $a = c = f = 1$, $e = d = b = 0$, iar tensiunea la ieșire este maximă, $v_O = (15/400 + 15/100 + 15/12{,}5) \cdot 3{,}5 = 4{,}85$ V.

În figura 8.14, b este indicat și modul de realizare a efectului portamento și adaptare a impedanțelor cu circuitul de sarcină. Acest rol îl îndeplinește dipolul P_1, C și AO2.

Un alt principiu de realizare, corespunzător unui *convertor D/A integrat* este prezentat în figura 8.15. Semnalul de intrare aplicat sub formă binară $\overline{abcd}$ prin comutarea pe poziția 0 sau 1 a comutatoarelor statice K, determină un curent I proporțional cu numărul binar aplicat:

$$I = a\frac{V_{REF}}{2R} + b\frac{V_{REF}}{4R} + c\frac{V_{REF}}{8R} + d\frac{V_{REF}}{16R} = I_{min} \cdot N, \qquad (8.9)$$

unde $I_{min} = V_{REF}/(16R)$, iar $N = a \cdot 2^3 + b \cdot 2^2 + c\ 2^1 + d$.

Tensiunea la ieșirea AO va fi, de asemenea, proporțională cu N, fiind de forma:

$$v_O = -N \cdot V_{REF}/16 = -N \cdot V_{min}$$

Schema de principiu se poate extinde la un număr oarecare n de date binare, caz în care:

$$v_O = -N \cdot V_{REF}/2^n, \text{ iar } V^{min} = V_{REF}/2^n = R\,I_{min} \qquad (8.10)$$

Un exemplu este dat în figura 8.16, privind convertorul integrat AD 7520 realizat în tehnologia CMOS cu pelicule subțiri. Formatul semnalului de intrare este $n = 10$ biți. În tabelul 8.3 se indică unele valori ale tensiunii de ieșire, în funcție de codul semnalului de intrare, în caz că CI este conectat conform figurii 8.16, b.

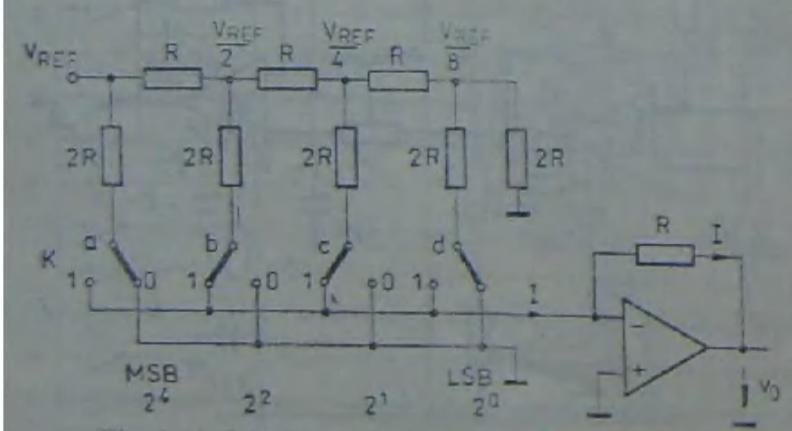
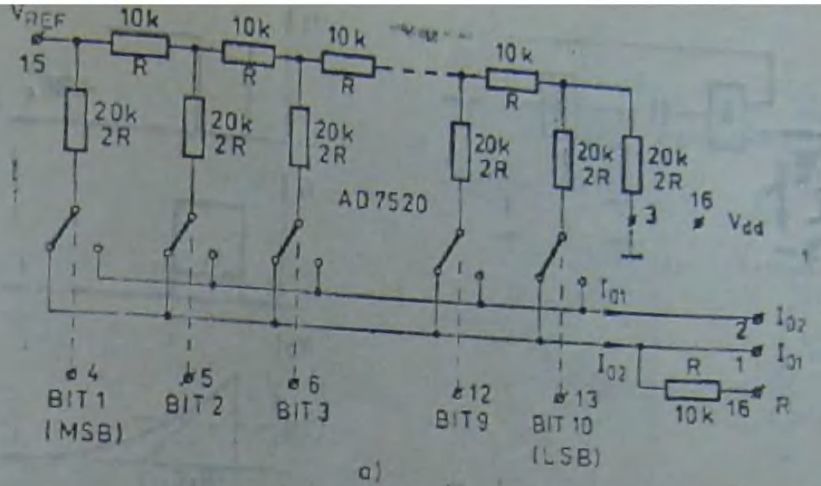


Fig. 8.15. Schema electrică a unui convertor D/A.

Formarea semnalelor poartă v_2 *și a monoimpulsurilor* v_3 este indicată în figura 8.17. În figură apare și circuitul de adaptare între ieșirea a'b'c' d'e'f' a decodificatorului din figura 8.13 și convertorul D/A (fig. 8.14, b), avînd intrările abcdef. Convertorul D/A preia nivelele a, b, c, d, e, f, sincron cu monoimpulsul v_3, prin intermediul bistabilelor integrate în circuitul de tip registru CDB 495 E. Semna-



Tabelul 8.3

Intrare digitală	Ieşire
$b_1\ b_2\ b_3\ b_4\ b_5\ b_6\ b_7\ b_8\ b_9\ b_{10}$	v_O
1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	$-V_{REF}(1-2^{-10})$
1 0 0 0 0 0 0 0 0 1	$-V_{REF}(2^{-1}+2^{-10})$
1 0 0 0 0 0 0 0 0 0	$-V_{REF}\cdot 2^{-1}$
0 0 0 0 0 0 0 0 0 1	$-V_{REF}\cdot 2^{-10}$
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0	0

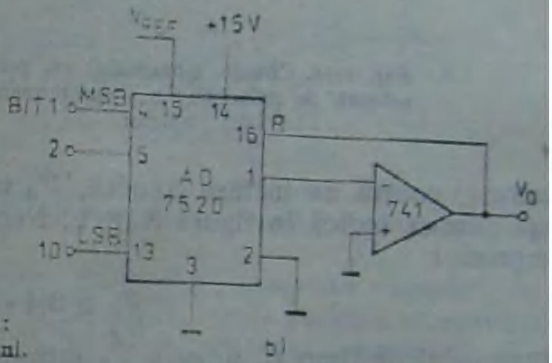


Fig. 8.16. Convertorul D/A integrat AD 7520: a — configuraţie internă; b — schemă de conexiuni.

lul v_3 este generat de circuitul monostabil cu porţi şi componente RC: D_2, D_3, R_4, C_4.

În figura 8.18 se indică schema de principiu a generatorului de monoimpuls şi evoluţia semnalelor sale. În *starea stabilă* semnalele v_I şi v_O au nivelul logic 1 (aproximativ 3,4 V), iar V_A şi V_B sînt la nivel 0 (aproximativ 0 V). Aplicînd nivelul 0 la

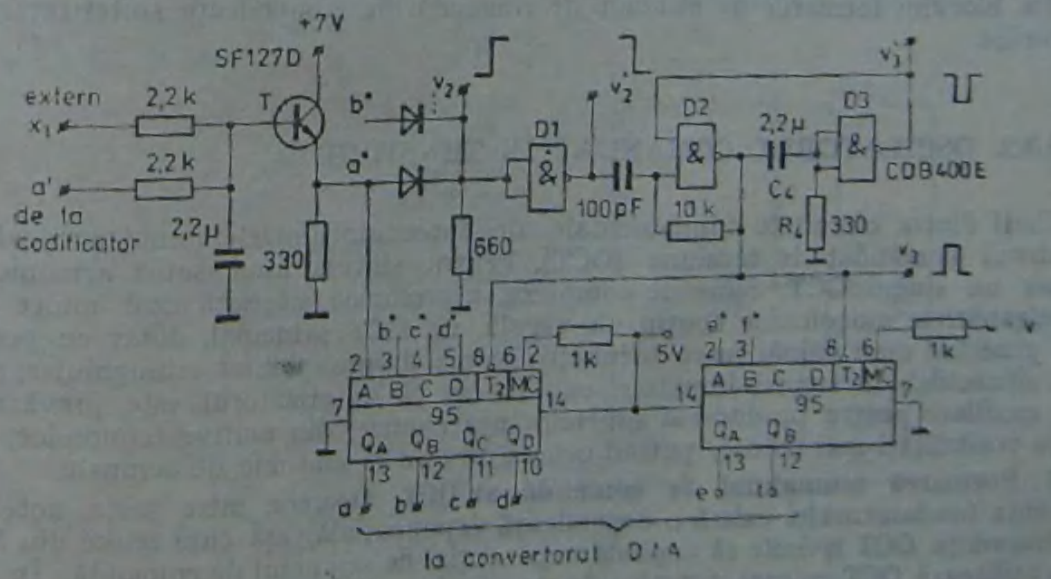


Fig. 8.17. Formator de nivele logice şi de impulsuri.

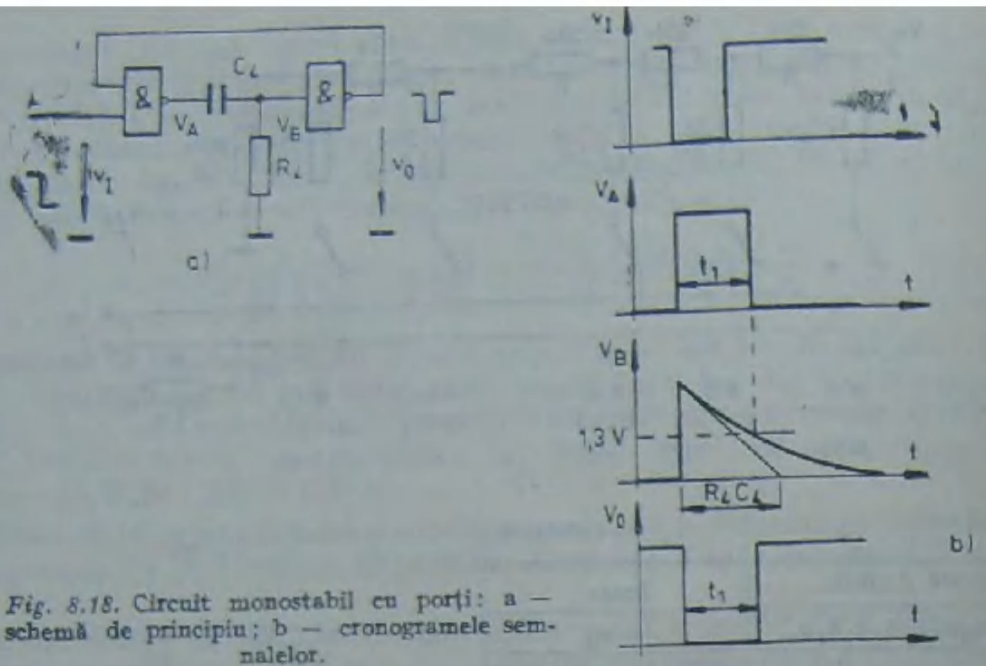


Fig. 8.18. Circuit monostabil cu porți: a — schemă de principiu; b — cronogramele semnalelor.

intrare, poarta de intrare comută, V_A trece în 1 logic, iar V_B variază exponențial, așa cum se indică în figura 8.18, b. Neglijînd curentul de intrare pe poartă, V_B are expresia:

$$V_B \cong 3{,}4 \cdot \exp\left(-t/(R_4C_4)\right) \tag{8.11}$$

Intervalul de timp t_1, în care V_B este mai mare ca tensiunea de prag $V_P \cong 1{,}3$ V a porții, corespunde *stării instabile* a circuitului, cînd la ieșire, tensiunea v_0 are nivelul 0. În momentul cînd V_B atinge valoarea tensiunii de prag, poarta comută și tensiunea de ieșire revine la nivelul 1. Durata aproximativă a impulsului este $t_1 \cong R_4C_4$.

Literatura de specialitate oferă o vastă bibliografie referitoare la principiile de funcționare și construcția decodificatoarelor, convertoarelor D/A, a circuitelor logice pentru formarea monoimpulsurilor sau a nivelelor logice. Ele pot fi utilizate în construcția blocului formator de semnale de comandă din componența sintetizatoarelor electronice.

8.3.2. OSCILATORUL COMANDAT ÎN TENSIUNE

Unul dintre circuitele fundamentale ale sintetizatorului electronic muzical este oscilatorul comandat în tensiune (OCT). Pentru sinteza unui sunet armonic este necesar un singur OCT. Sunetele complexe, nearmonice, necesită mai multe OCT. Sintetizatoarele monofonice conțin, de regulă, un OCT principal, dotat cu posibilitatea generării unui număr mare de funcții: semnal dreptunghiular, triunghiular, pulsatoriu sinusoidal, în trepte, impulsuri etc. În caz că sintetizatorul este prevăzut cu OCT auxiliare pentru producerea sunetelor nearmonice, din motive economice, acestea au posibilități mai reduse, putînd genera un număr mai mic de semnale.

1. **Formarea semnalului de comandă al OCT.** Deoarece între scala notelor și frecvența fundamentalei există o dependență exponențială, așa cum reiese din figura 8.1, frecvența OCT trebuie să depindă exponențial de semnalul de comandă. În cazul că se utilizează OCT cu caracteristica de transfer liniară, semnalul său de comandă se

obține prin prelucrarea exponențială a semnalului analogic v_1 de la claviatură sau, în general, a semnalului mixat, rezultat din însumarea tensiunii v_1 cu semnale aleatoare sau periodice, provenite de la generatoarele auxiliare de zgomot (v_n), de semnal sinusoidal de joasă frecvență (v_{jf}) și, uneori, de contur (v_{ADSR}). Însumarea tuturor acestor semnale se realizează cu *circuite de mixare* de tipul sumator inversor sau neinversor. Un exemplu, cu sumator inversor, este dat în figura 8.19, în care, semnalele de intrare pot avea ponderi diferite, fixate cu potențiometrele de reglaj, iar semnalul de calibrare servește la acordarea cu alte surse sonore.

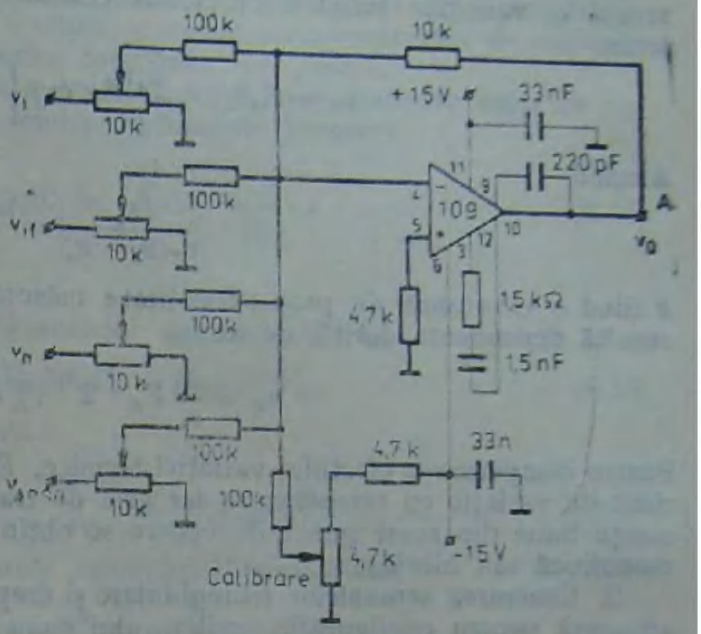


Fig. 8.19. Sumator inversor.

Pentru realizarea dependenței exponențiale a semnalului de comandă a OCT față de semnalul mixat se poate utiliza *circuitul exponențial* din figura 8.20. Deoarece curentul de colector al tranzistorului T_1 este constant, $I_{C1} = V_A/R_1$, prin variația semnalului de intrare se comandă exponențial curentul de colector al tranzistorului T_2 și, prin acesta, tensiunea v_0 de la ieșirea circuitului. Într-adevăr, analizînd circuitul, rezultă

$$v_I R_3/(R_2 + R_3) - v_{BE1} + v_{BE2} = 0\,;\; v_{BE1} = V_T \ln I_{C1}/I_{01}\,;$$
$$v_{BE2} = V_T \ln I_{C2}/I_{02} \qquad (8.12)$$

Tranzistoarele T_1 și T_2 sînt pereche, aparținînd aceleiași arii integrate, ca urmare, curenții reziduali I_0 ai joncțiunii bază-emitor sînt egali, egalitate care se păs-

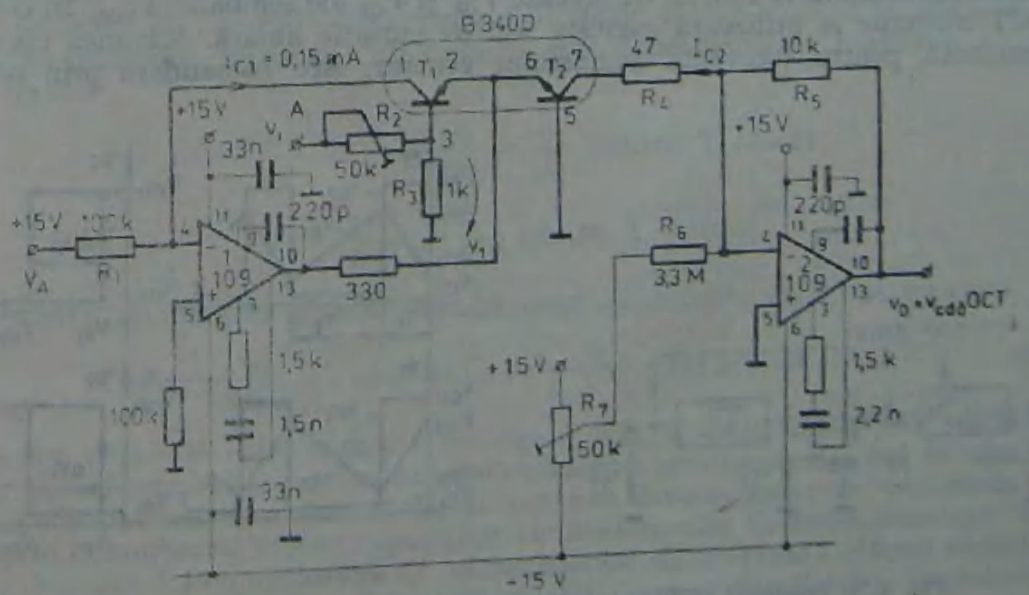


Fig. 8.20. Circuit exponențial.

trează la variațiile termice. Cu aceste considerente, rezultă tensiunea de ieșire de forma

$$v_O = R_5 I_{C2} = \frac{R_5 V_A}{R_1} \cdot \exp\left[-\frac{v_I R_3}{V_T(R_3 + R_2)}\right] \tag{8.13}$$

Alegînd

$$\frac{R_3}{V_T(R_3 + R_2)} = \frac{\ln 2}{k}$$

k fiind o constantă de proporționalitate măsurată în volți și observînd că $v_I < 0$, rezultă dependența dorită, de forma

$$v_O = \frac{R_5}{R_1} V_A \cdot 2^{|v_I|} ; \frac{V}{V} \; k = 1\text{V} \tag{8.14}$$

Pentru compensarea efectului variației termice, R_3 și V_T trebuie să aibă același coeficient de variație cu temperatura iar aria de tranzistoare este termostatată. Performanțe bune din acest punct de vedere se obțin cu module integrate, în tehnologie monolitică sau hibridă.

2. **Generarea semnalelor triunghiulare și dreptunghiulare.** Indiferent de varianta adoptată pentru configurația oscilatorului comandat în tensiune (OCT), construcția sa se bazează pe principiul reprezentat în figura 8.21. Circuitul fundamental este un generator de tensiune triunghiulară și dreptunghiulară compus dintr-un *condensator*, un *comparator cu histerezis* și un *bloc de comandă* pentru curenții I_1 și I_2 ai condensatorului.

Comparatorul furnizează la ieșire un semnal dreptunghiular V_{O2} avînd nivelele V_{OH} și V_{OL} (fig. 8.21, b), duratele acestora T_1, respectiv T_2, depinzînd de viteza de variație a tensiunii v_{O1} la bornele condensatorului și de distanța

$$\Delta V_P = V_{PH} - V_{PL}$$

între cele două praguri ale comparatorului. Comparatorul trebuie să fie *inversor* sau *neinversor*, după cum semnalele v_{O1} și v_{O2} sînt în fază sau antifază.

Blocul de comandă stabilește *mărimea* și *legea de variație a* curenților I_1 și I_2 și comandă *sensul* acestora în funcție de nivelele V_{OH} și V_{OL} ale semnalului v_{O2}. În construcția OCT moderne se utilizează exclusiv legi de variație liniară. Mărimea curenților, determinantă pentru frecvența semnalului generat, este comandată prin semnalul

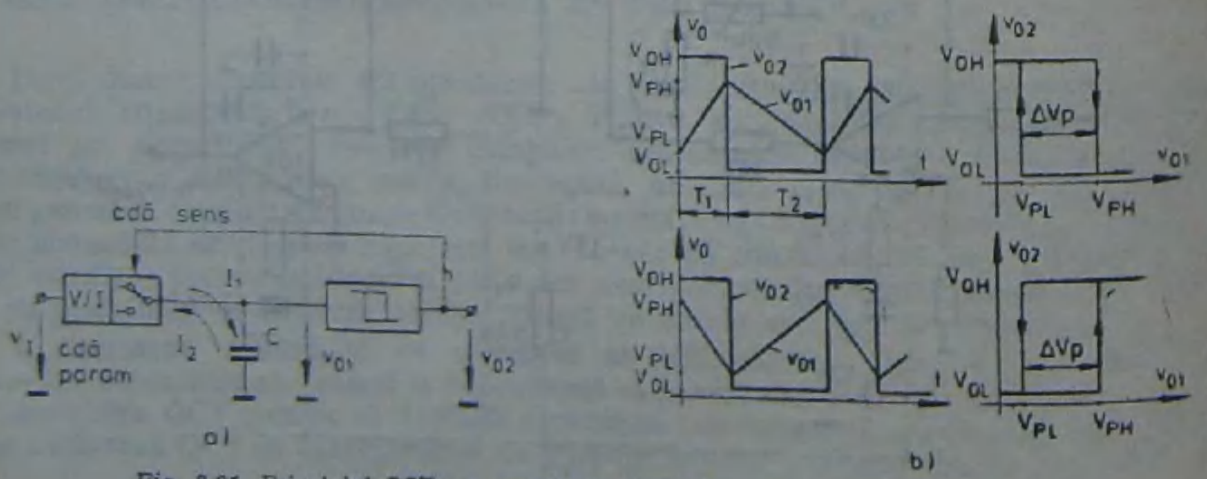


Fig. 8.21. Principiul OCT: a — schema bloc; b — cronogramele semnalelor.

v_I de intrare. Prezența interfeței de intrare este specifică OCT și, de obicei este de tip convertor tensiune-curent. În absența acestuia, circuitul devine generator de semnale, avînd parametrii reglabili prin intermediul componentelor pasive.

Parametrii semnalelor generate se calculează luînd în considerare legea de variație liniară a tensiunii la bornele condensatorului de integrare:

$$\Delta v_C = v_C(t) - v_C(0) = \frac{1}{C}\int_0^t I\,dt = \frac{I}{C}\cdot t \tag{8.15}$$

Se obțin astfel următorii parametri:

— Amplitudinea vîrf la vîrf a semnalelor v_{O1}, respectiv v_{O2}:

$$A^1_{vv} = V_{PH} - V_{PL};\ A^2_{vv} = V_{OH} - V_{OL} \tag{8.16}$$

— Durata impulsurilor și frecvența:

$$T_1 = \frac{C(\Delta V_P)}{I_1};\ T_2 = \frac{C(\Delta V_P)}{I_2};\ f = \frac{I_1 I_2}{C(\Delta V_P)(I_1 + I_2)} \tag{8.17}$$

— Factorul de umplere și pantele semnalului triunghiular:

$$m = \frac{T_1}{T_1 + T_2} = \frac{I_2}{I_1 + I_2};\quad \left(\frac{dv_{O1}}{dt}\right)_1 = \frac{I_1}{C};\quad \left(\frac{dv_{O1}}{dt}\right)_2 = \frac{I_2}{C} \tag{8.18}$$

— Frecvența și factorul de umplere în cazul $I_1 = I_2 = I$

$$f = \frac{I}{2C(\Delta V_P)};\quad m = 0{,}5 \tag{8.19}$$

Dependența frecvenței față de curentul I este favorabilă pentru comanda acesteia. Semnalul de intrare al OCT este de obicei o tensiune care, convertită în curent, comandă liniar frecvența. Comparatorul și blocul de comandă al OCT se pot realiza cu module universale (amplificatoare operționale, amplificatoare Norton, comparatoare integrate) sau cu circuite integrate specializate care conțin parțial sau total blocurile funcționale ale OCT. Pentru exemplificare se vor da cîteva configurații.

În schema de principiu din figura 8.22, a, comanda curentului I este realizată cu AO1 conectat ca integrator și comutatorul static T, funcționînd în regim blocat sau saturat inversat. Mărimea curentului I este dependentă de tensiunea v_I, aplicată la intrare:

$$I = \frac{v_I - v^-}{3R} = \frac{v_I}{3R} - \frac{v_I}{12R} = \frac{v_I}{4R},\ \text{pentru T blocat}$$

$$I = -\frac{v^-}{R} = -\frac{v_I}{4R},\ \text{pentru T saturat}$$

Frecvența semnalului generat rezultă conform relației (8.19) de forma:

$$f = \frac{v_I}{8RC(\Delta V_P)},\ \text{unde}\ \Delta V_P = \frac{R_3}{R_3 + R_2}\cdot 2(V_Z + 2V_D) \tag{8.20}$$

Schema detaliată este indicată în figura 8.22, b. *Integratorul* este realizat cu AO2, iar T_2 servește la comutarea sensului curentului prin condensatorul de integrare. Cu ajutorul comutatorului manual K_2 se pot fixa diverse game de variație a frecvenței, prin schimbarea valorii capacității condensatorului C. Potențiometrele semireglabile R_6, R_7, R_8 compensează în caracteristica de frecvență efectul capacității interne a AO µA 741. *Comparatorul* este un CI destinat funcționării în comutație.

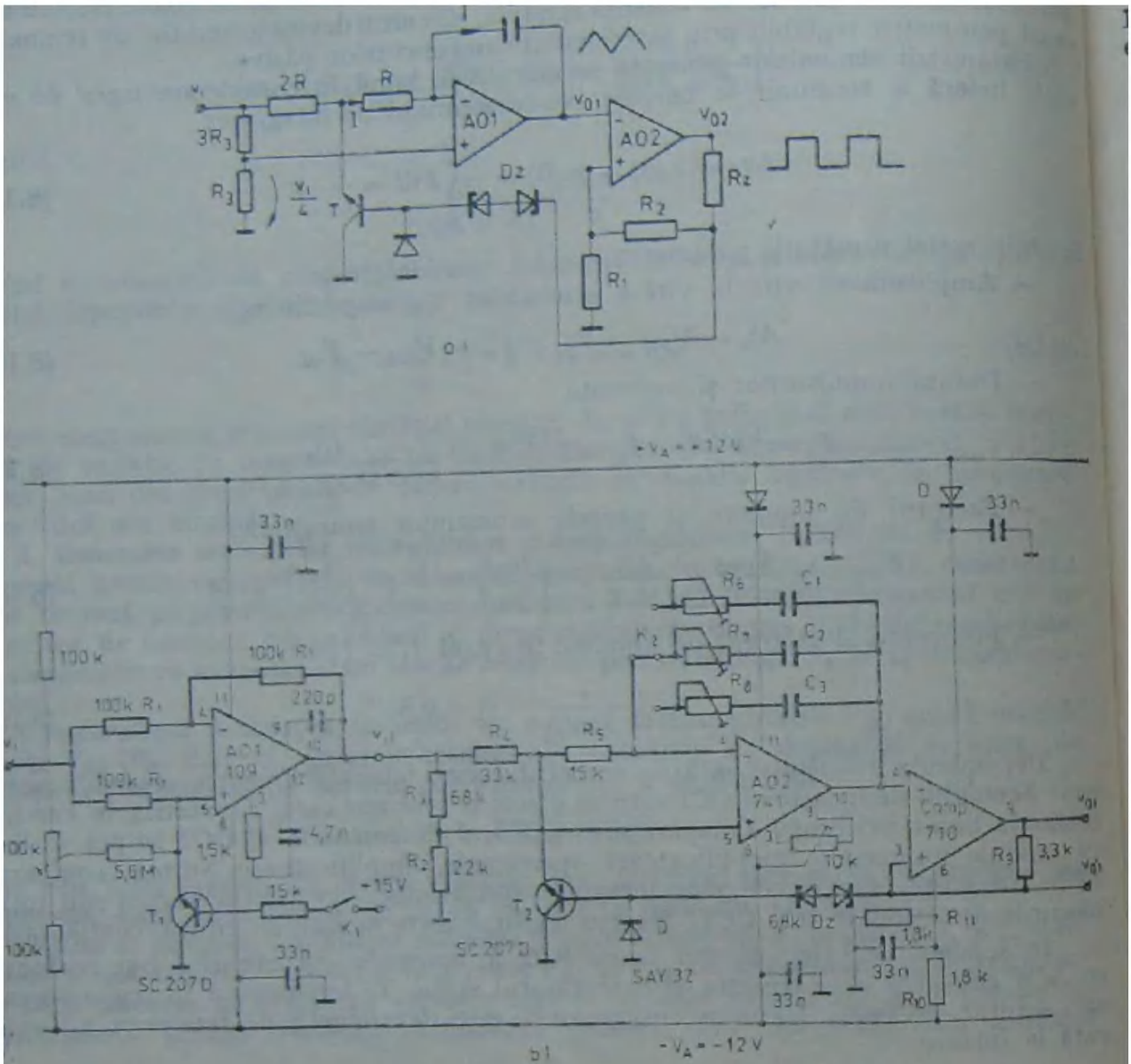


Fig. 8.22. OCT cu AO și comparator: a — schema de principiu; b — schema electrică.

Alimentarea asimetrică este asigurată prin divizorul R_{10}, R_{11}. Pragul este fixat de diodele Zener, tranzistorul T_2 și dioda D la valoarea $\pm(V_Z + 2V_D)$. *Blocul de comandă* conține un etaj suplimentar, neindicat în schema de principiu din figura 8.22, a. Este realizat cu AO1 și permite aplicarea unor tensiuni de comandă pozitive sau negative, după dorință. OCT propriu-zis este comandat numai cu tensiuni v_{II} pozitive. În caz că tensiunea de intrare este pozitivă, comutatorul manual K_1 se deconectează și, prin aceasta blochează tranzistorul T_1. Rezultă $v_{II} = v_I > 0$. Cînd se aplică tensiuni v_I negative, K_1 trebuie conectat și, prin saturarea tranzistorului T_1 rezultă $v_{II} = -v_I > 0$, satisfăcînd condiția de funcționare a OCT.

O variantă a circuitului descris mai sus este dată în figura 8.23, avînd *alimentarea asimetrică, de la o singură sursă*. Se utilizează AO cu tranzistoare MOS, de bandă largă și timpi de comutație reduși. Curentul prin condensatorul de integrare este $I = \pm v_I/(2R)$ iar pragurile comparatorului sînt fixate cu rezistențele $R_1 =$

$= R_2 = R_3$ la valorile $V_{PL} = V_{CC}/3$ și $V_{PH} = 2V_{CC}/3$. Frecvența semnalului generat este de forma

$$f = \frac{3}{4RC} \cdot \frac{v_i}{V_{CC}} \qquad (8.21)$$

Comanda numerică a unui OCT cu AO poate fi asigurată cu un convertor D/A avînd ieșirea analogică sub formă de curent sau tensiune. Utilizînd de exemplu un convertor AD 7520 (fig. 8.16) se comandă numeric curentul de încărcare al condensatorului de integrare. Un exemplu este indicat în figura 8.24. Conform relației (8.10) care descrie funcționarea convertorului și ținînd cont că pragurile comparatorului sînt aproximativ $\pm V_z$, rezultă frecvența semnalului generat:

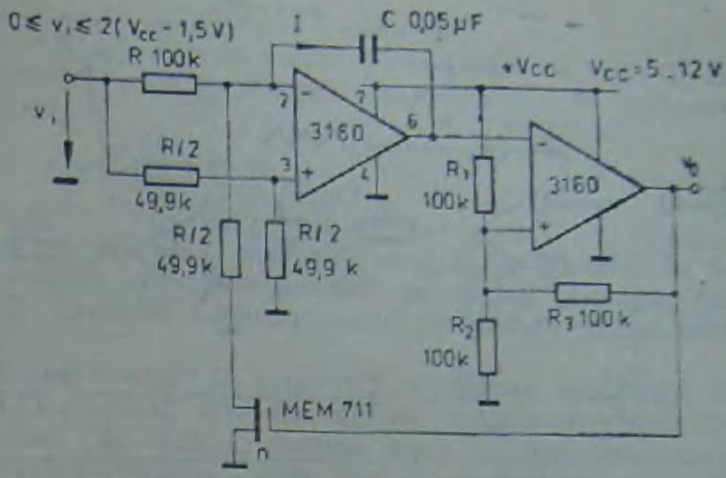


Fig. 8.23. Variantă de OCT cu alimentare de la o singură sursă.

$$f = \alpha N/(2^{12}RC)\,;\ R = 10\ \text{k}\Omega\,;\ 0 \leqslant N \leqslant 1023,$$

dacă la intrarea de referință se aplică o tensiune egală cu $V_z/2$, preluată prin cursorul potențiometrului P.

Pentru generarea semnalelor *cu factor de umplere reglabil* se poate utiliza circuitul din figura 8.25 în care CI βM 339 este un comparator cuadruplu. Curentul de încărcare a condensatorului C se fixează cu potențiometrul P_2, iar sensul său este stabilit de CI4 cu rol de repetor sau inversor, în funcție de comanda în antifază v_{O2} sau $\overline{v_{O2}}$ care comută alternativ două din comutatoarele CMOS integrate în CI MMC 4016 (fig. 8.25, b). Curentul I prin condensatorul de integrare are valorile:

$$I_1 = v_i/(R_1 + R_2) \text{ și } I_2 = -v_i/(R_3 + R_4)$$

iar comparatorul are pragurile simetrice

$$V_{PH} = -V_{PL} = V_{CC}R_5/R_6$$

Duratele semnalului generat au forma

$$T_1 = \frac{2V_{CC}(R_3 + R_4)CR_5}{v_iR_6} \text{ și } T_2 = \frac{2V_{CC}(R_3 + R_4)CR_5}{v_iR_6}$$

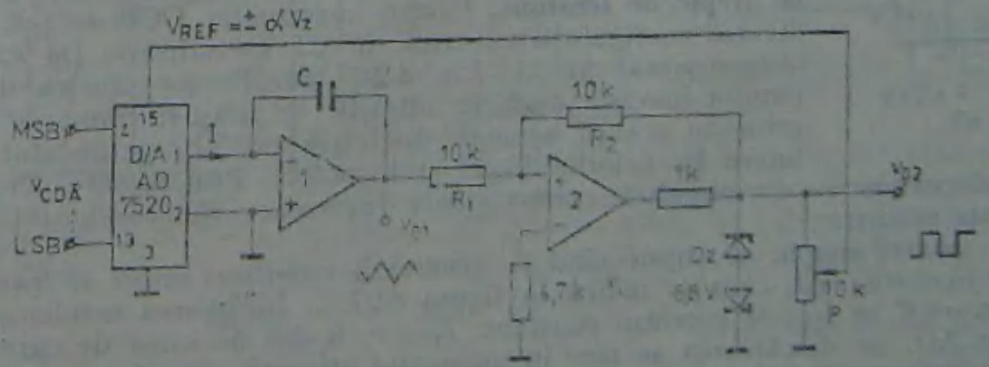


Fig. 8.24. OCT cu comandă numerică.

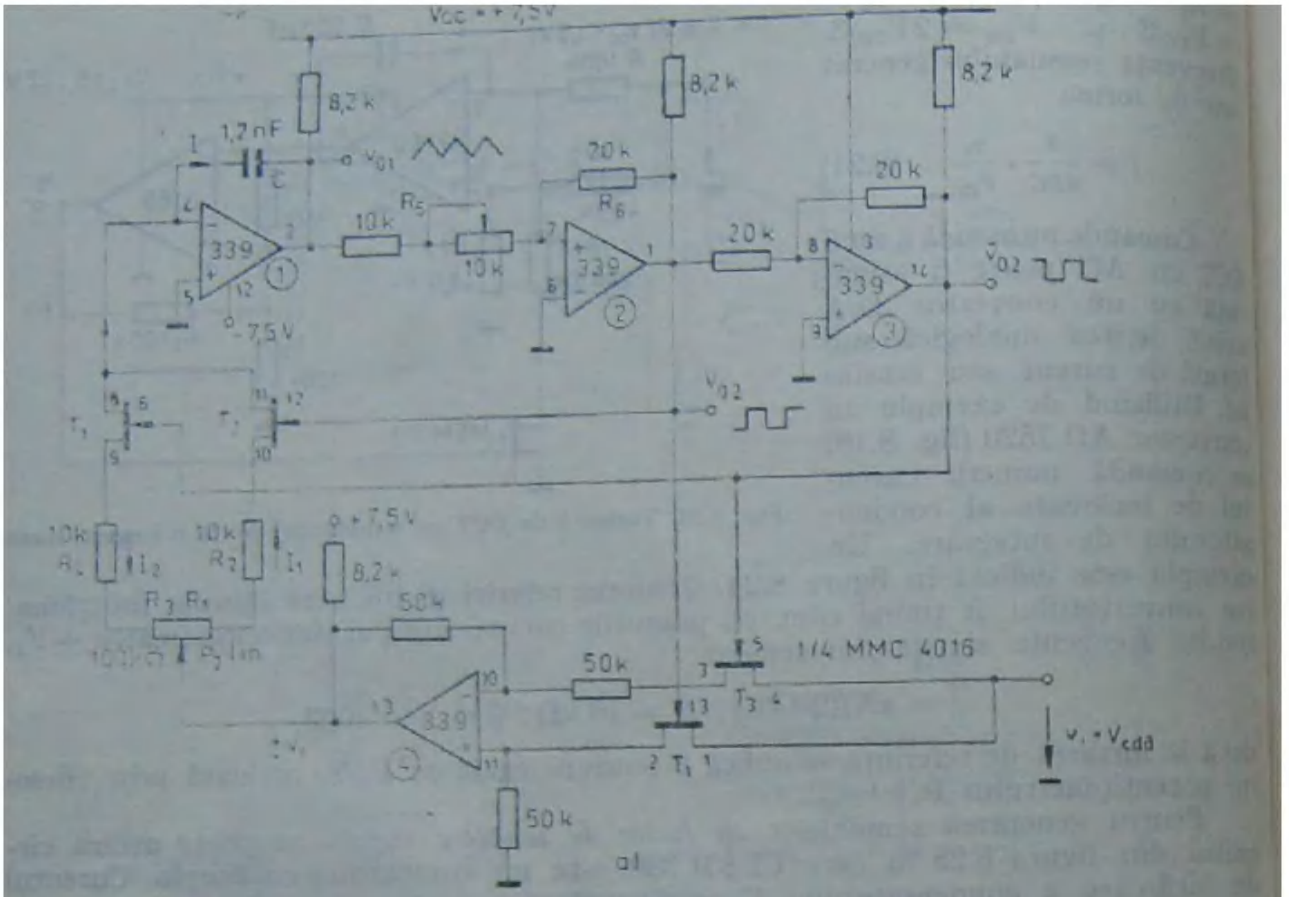
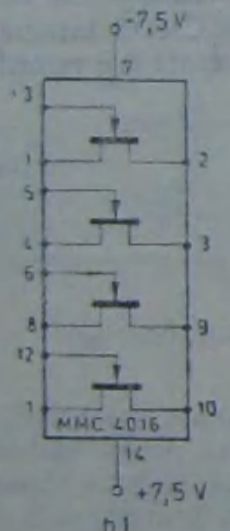


Fig. 8.25. OCT cu comanda separată a pantei și frecvenței.



iar frecvența nu va depinde de factorul de umplere

$$f = \frac{1}{T_1 + T_2} = \frac{v_i R_5}{2CR_3(R_1 + R_2 + R_3 + R_4)V_{CC}} \qquad (8.22)$$

Pentru datele din figură se obține $f/v_i = 1$ kHz/V. Schema oferă modificarea timbrului sunetului, prin reglarea conținutului de armonici, fără a schimba frecvența fundamentalei, deci înălțimea sa.

3. Generatoare de rampă, formatoare de undă sinusoidală și de trepte de tensiune. Pentru construcția OCT se pot utiliza diverse configurații existente în CI specializate. De exemplu, *temporizatorul βE 555* (fig. 8.26) îndeplinește funcția de comparator inversor dacă la intrările de prag (terminalele 6 și 2) primește același semnal de intrare v_i. Pragurile sînt fixate intern la valorile $V_{cc}/3$ și $V_{cc} \cdot 2/3$. Prin urmare, CI βE 555 poate înlocui oricare din circuitele comparatoare inversoare din configurația OCT, alimentate asimetric.

Un montaj simplu se obține cînd se generează *impulsuri scurte și tensiune în dinți de fierăstrău* așa cum se indică în figura 8.27, a. Încărcarea condensatorului de integrare C se face la curentul constant $I_1 = v_i/R$ dat de sursa de curent constant cu AO, iar descărcarea se face în momentul atingerii pragului superior cînd comparatorul cu CI 555 basculează și comandă intrarea în conducție a tranzisto-

rului T_2 din componența CI (fig. 8.26, a), a cărui rezistență se reduce la circa 10 Ω. Ca urmare, durata de descărcare T_2 este neglijabilă față de durata de încărcare T_1, iar frecvența rezultă de forma:

$$f \cong \frac{1}{T_1} = \frac{3I}{CRV_{CC}} \tag{8.23}$$

În exemplul dat, pentru $I_1 = 1$ mA și $C = 30$ nF, rezultă $f = 10$ kHz. În figura 8.27, b este indicată o variantă care funcționează pe același principiu, dar care generează două semnale în antifază, frecvența fiind comandată digital între 10 Hz și 10 kHz.

Alt circuit integrat care se poate utiliza la generarea semnalelor sub formă de impuls și rampă cu frecvența comandată este *CI convertor tensiune-frecvență*. De exemplu, CI VFQ al firmei Intersil (fig. 8.28, a) conține toate unitățile funcționale ale OCT: comparatorul C, AO pentru circuitul integrator și comutatorul static K. La ieșirea v_{O1} se culeg impulsuri de durată fixă (3 μs) și frecvența f_0 dependentă de tensiunea de comandă v_I, iar la ieșirea v_{O2} se culege tensiunea dreptunghiulară de frecvență $f_0/2$.

În figura 8.28, a este dată schema de conexiuni externe necesară pentru generarea semnalelor din figura 8.28, b. Spre deosebire de OCT discutate anterior, integratorul are forma modificată dată în schema de principiu din figura 8.28, c. Cînd K este pe poziția 1, circuitul este un integrator a cărui funcționare este descrisă de relația

$$v_{O3} = V_{REF} \cdot \frac{C_2}{C_1} - \frac{1}{RC_1}\int_0^t v_I \, dt$$

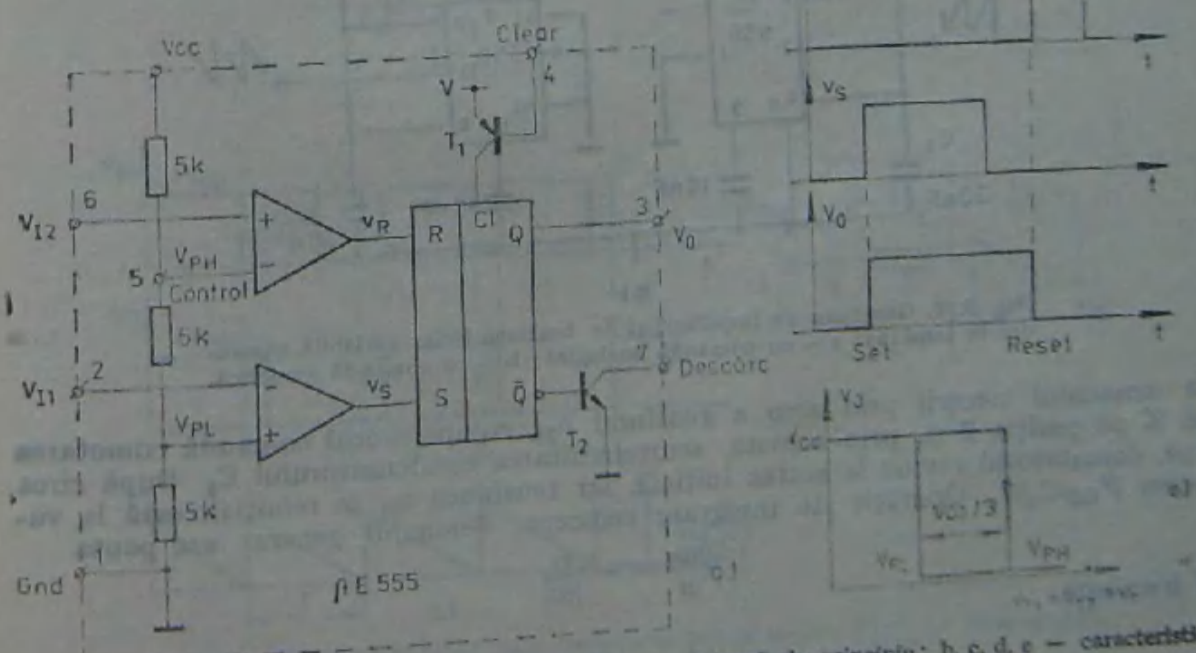


Fig. 8.26. Circuitul temporizator βE 555: a — schema internă de principiu; b, c, d, e — caracteristici de transfer și de comandă.

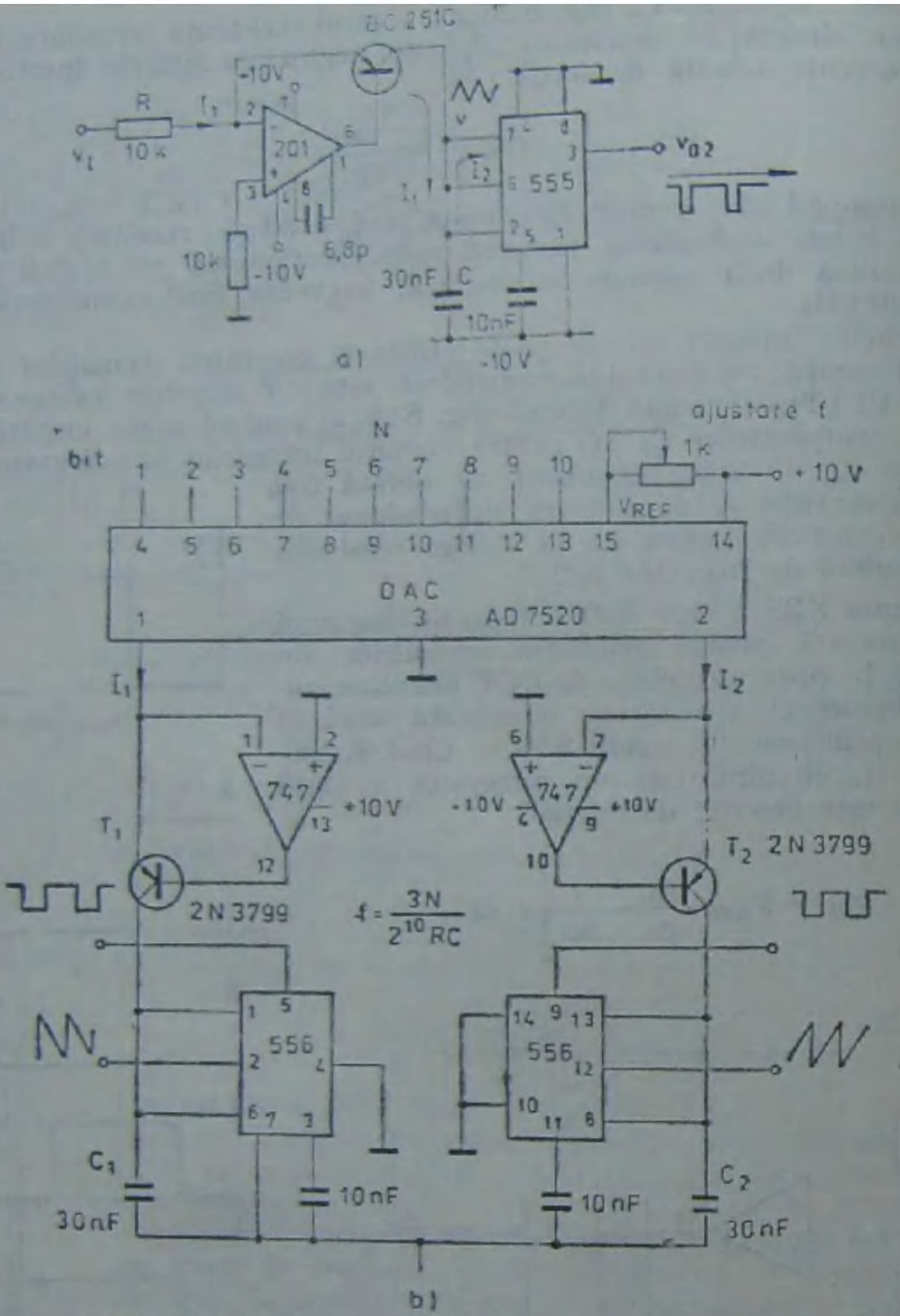


Fig. 8.27. Generator de impulsuri și de tensiune liniar variabilă comandat în tensiune: a — cu comandă analogică; b — cu comandă numerică.

În momentul trecerii prin zero a tensiunii v_{02}, comparatorul comandă comutarea lui K pe poziția 2 și, prin aceasta, scurtcircuitarea condensatorului C_2. După circa 3 μs, comutatorul revine la starea inițială, iar tensiunea v_{02} se reinițializează la valoarea $V_{REF}C_2/C_1$. Operația de integrare reîncepe. Semnalul generat are panta

$$\frac{dv_{02}}{dt} = -\frac{v_I}{RC_1}$$

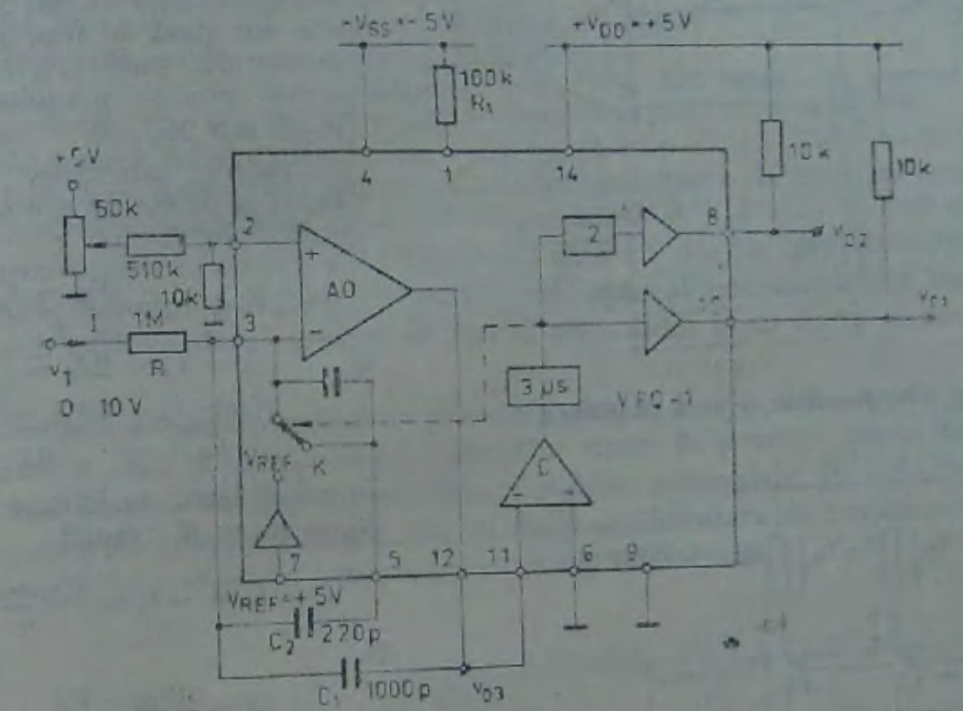
și frecvența

$$f_0 = \frac{1}{T} = \frac{v_I}{V_{REF}} \cdot \frac{1}{RC_2} \qquad (8.24)$$

Pentru datele concrete din figura 8.28, rezultă $f_{0\ max} = 10$ kHz. Datele de catalog recomandă $I_{max} = 10$ μA, deci $R = V_{Imax}/10$ μA. Alte recomandări: $3C_2 \leq C_1 \leq 10C_2$, $C_{1\ opt} = 4C_2$, $R_1 \in [82\ k\Omega, 120\ k\Omega]$.

Pentru *formarea undei sinusoidale* se poate utiliza principiul amplificării cu pantă variabilă în funcție de nivelul semnalului de intrare, conform figurii 8.29. Pe măsura creșterii semnalului de intrare într-un sens sau altul, intră în conducție, pe rînd, diodele de pe circuitul de reacție. Rezultă o prelucrare aproximativ sinusoidală a semnalului triunghiular aplicat la intrare.

Circuitul integrat 8038 al firmei Intersil conține atît configurația fundamentală pentru generarea semnalelor dreptunghiulare și triunghiulare, cît și circuitul formator de tensiuni sinusoidale. Pragurile comparatorului sînt fixate intern la valoarea $2V_+/3$



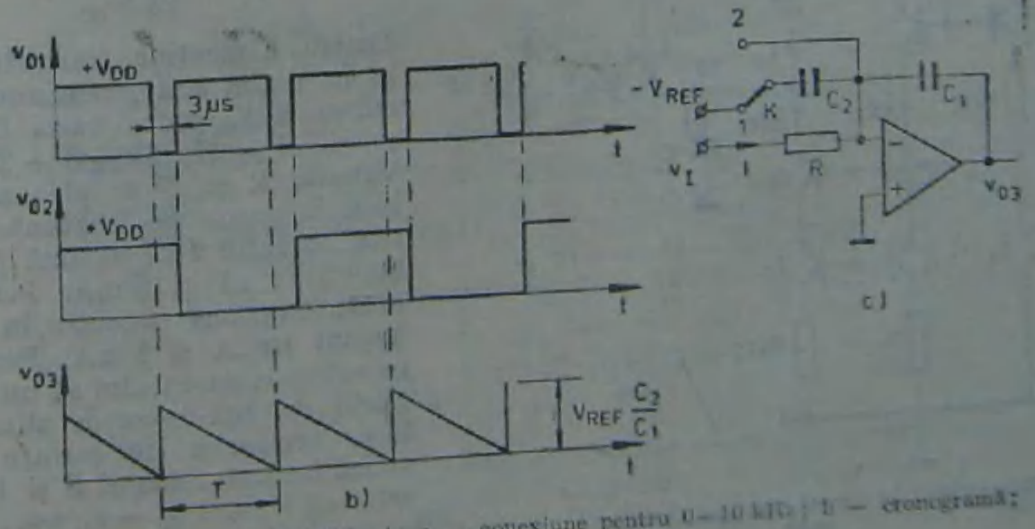


Fig. 8.28. OCT cu CI VFQ—1: a — conexiune pentru 0—10 kHz; b — cronogramă; c — principiul integratorului.

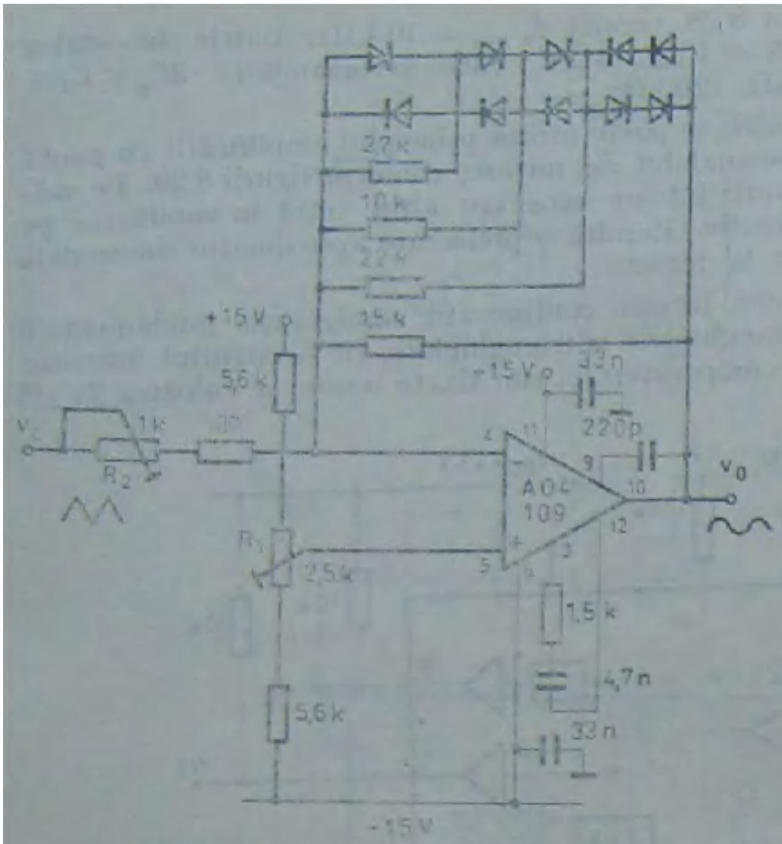


Fig. 8.29. Formator de undă sinusoidală.

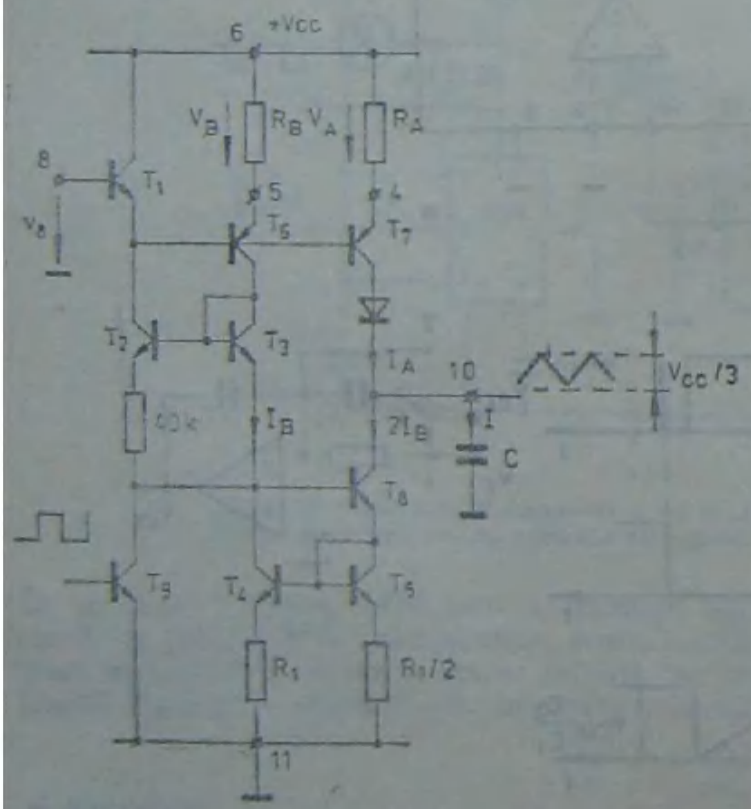


Fig. 8.30. Generatorul de curent constant integrat în circuitul 8038.

și $V_A/3$, iar curentul I care încarcă condensatorul C, conectat în exterior este dat de o sursă de curent, integrată în circuit.

În figura 8.30 se prezintă blocul de comandă al OCT integrat în circuitul 8038. Generatoarele de curent I_A și I_B sînt comandate din exterior prin tensiunea V_s aplicată între baza tranzistorului T_1 și masă. Oglinda de curent T_4, T_5 și T_8 dublează curentul I_B și este blocată sau pusă în funcțiune de comutatorul static T_9, în funcție de nivelul pragului atins ($V_{cc}/3$ sau $2V_{cc}/3$).

Valorile curenților de încărcare și de descărcare ale condensatorului C sînt

$$I_1 = I_A = \frac{V_{cc} - V_s}{R_A}$$

și

$$I_2 = I_A - 2I_B = \frac{V_{cc} - V_s}{R_A} - \frac{2(V_{cc} - V_s)}{R_B} \quad (8.25)$$

În cazul unor rezistențe egale, $R_A = R_B = R$, rezultă

$$I = I_1 = -I_2 = \frac{V_{cc} - V_s}{R}$$

și

$$f = \frac{3(V_{cc} - V_s)}{2RCV_{cc}} \quad (8.26)$$

Pentru a menține tranzistoarele în regim activ, tensiunea de comandă V_s poate varia în limitele V_{cc} și $(2V_{cc}/3 + 2)$ V. Valorile R și C se aleg astfel încît în gama de frecvențe dorită, curentul I să rămînă între limitele 1 μA și 5 mA. Performanțele optime se obțin în domeniul 10 μA și 1 mA. Pentru ca valoarea curentului să nu depindă de tensiunea de alimentare, tensiunea de intrare se aplică între terminalul 8 și V_{cc}, astfel că $V_s = V_{cc} - v_I$, așa cum se prezintă în schema de principiu din figura 8.31. O linia-

ritate mai bună a dependenței frecvență-tensiune se obține cu schema din figura 8.32.

Circuitele logice se pot folosi la *divizarea frecvenței* semnalelor dreptunghiulare. De exemplu, divizarea cu 2, 2^2, ..., 2^n rezultă prin conectarea a n bistabile în cascadă, sau cu numărătoare integrate. Dacă ieșirile acestor divizoare se aplică la intrarea unui convertor D/A, rezultă semnale sub formă de trepte. Un astfel de circuit *divizor și formator de trepte de tensiune* este indicat în figura 8.33. Numărătorul binar de 4 biți CDB 4193 E este comandat pe intrarea de tact CU (Count Up) cu semnale TTL, obținute prin prelucrarea semnalului v_{02} (dreptunghiular simetric) dat de OCT din figura 8.21. La ieșirile Q_A, Q_B, Q_C, Q_D ale numărătorului rezultă semnale dreptunghiulare de frecvență $f_0/2$, $f_0/4$, $f_0/8$, $f_0/16$ care pot fi utilizate în continuare de către sintetizator. Aceleași semnale, reprezentînd în cod binar numerele 0, 1, 2, ..., 15 parcurse succesiv și periodic sînt convertite de convertorul D/A cu AO βA 109, rezultînd trepte de tensiune. Numărul lor poate fi stabilit cu ajutorul comutatoarelor manuale K_1 și K_2, prin care se alege numărul de biți ai semnalului binar de la intrarea convertorului.

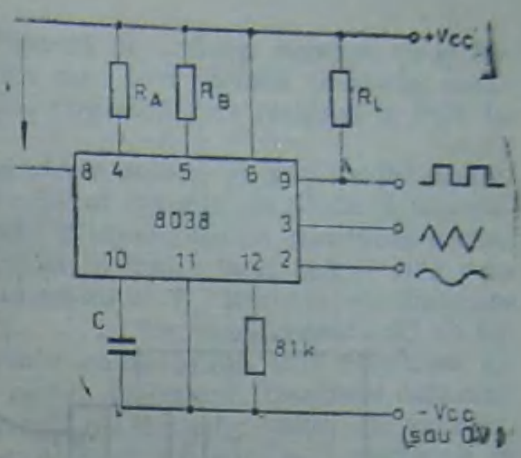


Fig. 8.31. Schema de principiu a unui OCT cu CI 8038.

În cele de mai sus s-au expus doar cîteva dintre numeroasele posibilități de realizare a OCT și de formare a diverselor tipuri de semnale. Gama de posibilități se poate lărgi cu circuite de redresare a undelor sinusoidale, cu circuite de derivare a impulsurilor dreptunghiulare, sau cu etaje suplimentare de amplificare. Literatura de specialitate oferă în acest sens o vastă bibliografie.

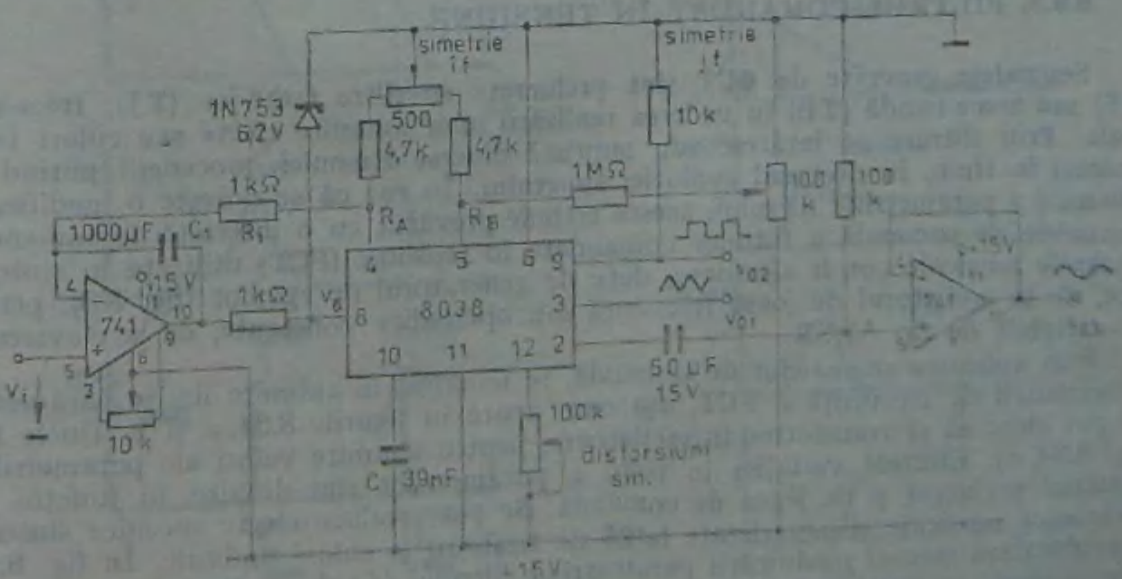


Fig. 8.32. OCT cu CI 8038.

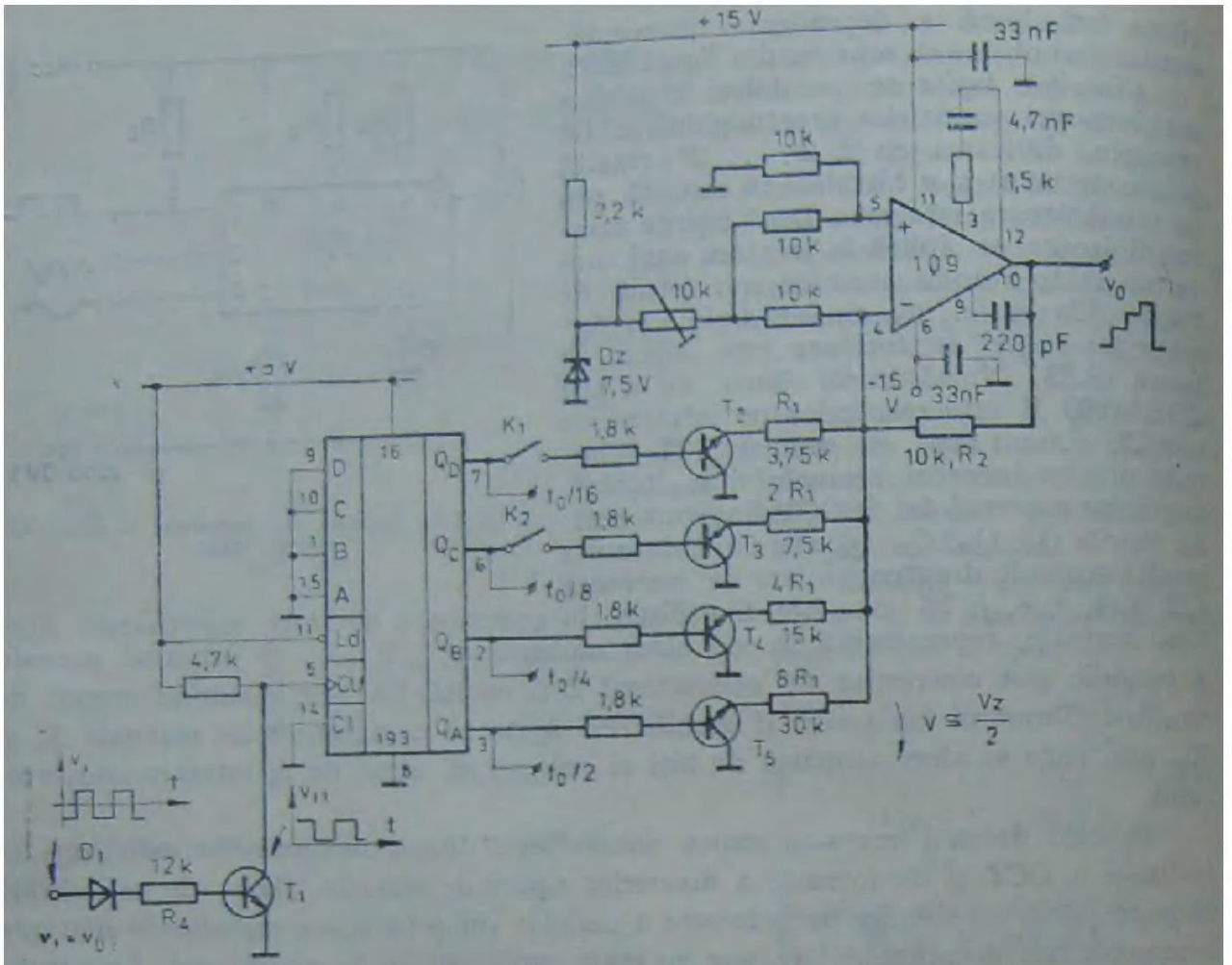


Fig. 8.33. Formator de trepte de tensiune.

8.3.3. FILTRUL COMANDAT ÎN TENSIUNE

Semnalele generate de OCT sînt prelucrate cu filtre trece-jos (TJ), trece-sus (TS) sau trece-bandă (TB) în vederea realizării unor anumite efecte sau culori timbrale. Prin filtrare se întăresc sau suprimă diverse armonici, procedeul putînd fi variabil în timp, în decursul evoluției sunetului. În caz că se dorește o modificare dinamică a parametrilor filtrului, acesta trebuie prevăzut cu o interfață de comandă. Semnalele de comandă a filtrelor comandate în tensiune (FCT) utilizate în sintetizatoarele muzicale pot fi aleatoare, date de generatorul de zgomot (fig. 8.3), periodice, de la oscilatorul de joasă frecvență sau aperiodice: constante, de la claviatură ori variabile de tip ADSR.

Prin aplicarea semnalelor de comandă, se modifică în anumite limite parametrii caractristicii de frecvență a FCT, așa cum apare în figurile 8.34, a și b. Unele filtre pot chiar să se transforme în oscilatoare, pentru anumite valori ale parametrilor (fig. 8.34, c). Efectele variației în timp a parametrilor sînt diferite, în funcție de semnalul prelucrat și de legea de comandă. Se pot produce efecte specifice sintezei electronice muzicale și o varietate largă de timbruri și culori timbrale. În fig. 8.35 se evidențiază efectul modificării parametrilor filtrului (f_0) după diverse legi ADSR. Alte exemple au fost discutate în capitolul 8.2 sau vor fi expuse în continuare.

Din punct de vedere constructiv, FCT se bazează pe aceleași principii ca și filtrele clasice, conținînd în plus un etaj de intrare care face posibilă comanda parametrilor. În cele ce urmează se vor indica unele posibilități de realizare a FCT în montajele pentru amatori.

Filtrul din figura 8.36 este realizat *cu componente discrete și AO*. Etajul amplificator diferențial T_3—T_4 avînd în circuitul de colector rețeaua de diode și condensatoare îndeplinește funcția de *filtru TJ*. Diodele în conducție au rezistența variabilă în funcție de curentul ce le străbate, modificat în limite largi (μA — mA) prin tensiunea de comandă v_C, aplicată pe baza tranzistorului T_2. Rezistențele dinamice ale diodelor, împreună cu condensatoarele $C_1, \ldots, C_5$ formează rețele RC de tip TJ cu panta abruptă avînd banda de frecvențe comandabilă prin tensiunea v_C.

Prin rezistența R_4, se aplică o reacție în etajul de intrare. Deoarece defazajul introdus de rețeaua RC este dependent de frecvență, la anumite valori ale acesteia, reacția devine pozitivă, iar filtrul primește un *caracter TB* sau se transformă în *oscilator*.

Pe lîngă filtrul propriu-zis, circuitul din figura 8.36 conține și sumatorul semnalelor de comandă $v_1, \ldots, v_4$ și de calibrare. De asemenea, este indicat și circuitul care permite comanda cu tensiuni pozitive sau negative. În funcție de semnul tensiunii de intrare, comutatorul manual K se conectează pe poziția 1 sau 2, saturînd sau blocînd tranzistorul T_1. Ca urmare, AO2 inversează, respectiv transmite în același sens tensiunea de intrare. Tensiunea v_C de comandă a parametrilor filtrului rezultă în ambele cazuri pozitivă, satisfăcînd cerințele de funcționare a circuitului comandat.

Filtrul TB realizat cu *AO și rețea selectivă RC* (fig. 8.37, b) devine comandabil dacă una din rezistențe se înlocuiește cu un *rezistor activ*, comandat în tensiune. Configurația este indicată în figura 8.37, a. Filtrul TB este realizat cu AO?, iar

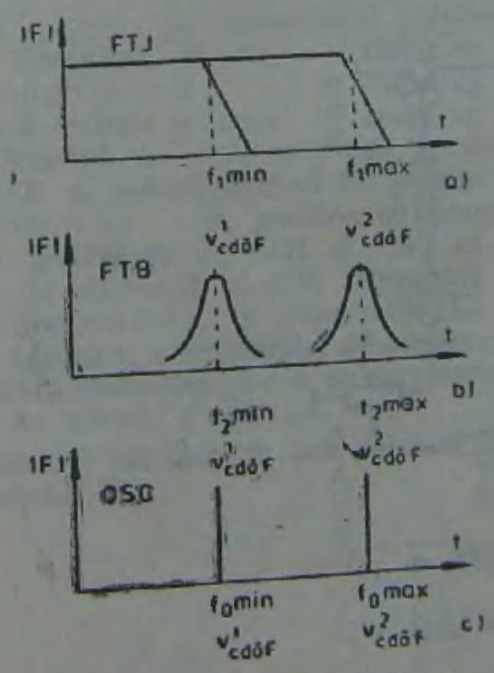


Fig. 8.34. Influența tensiunii de comandă asupra caracteristicii de frecvență a FCT.

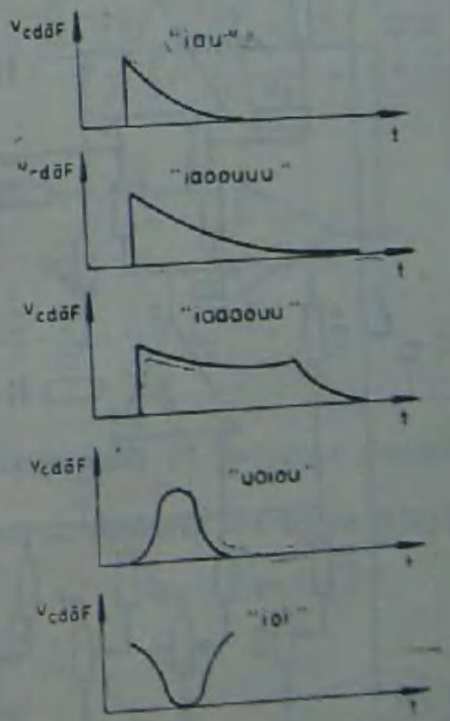


Fig. 8.35. Influența formei tensiunii de comandă a FCT asupra semnalului sinusoidal.

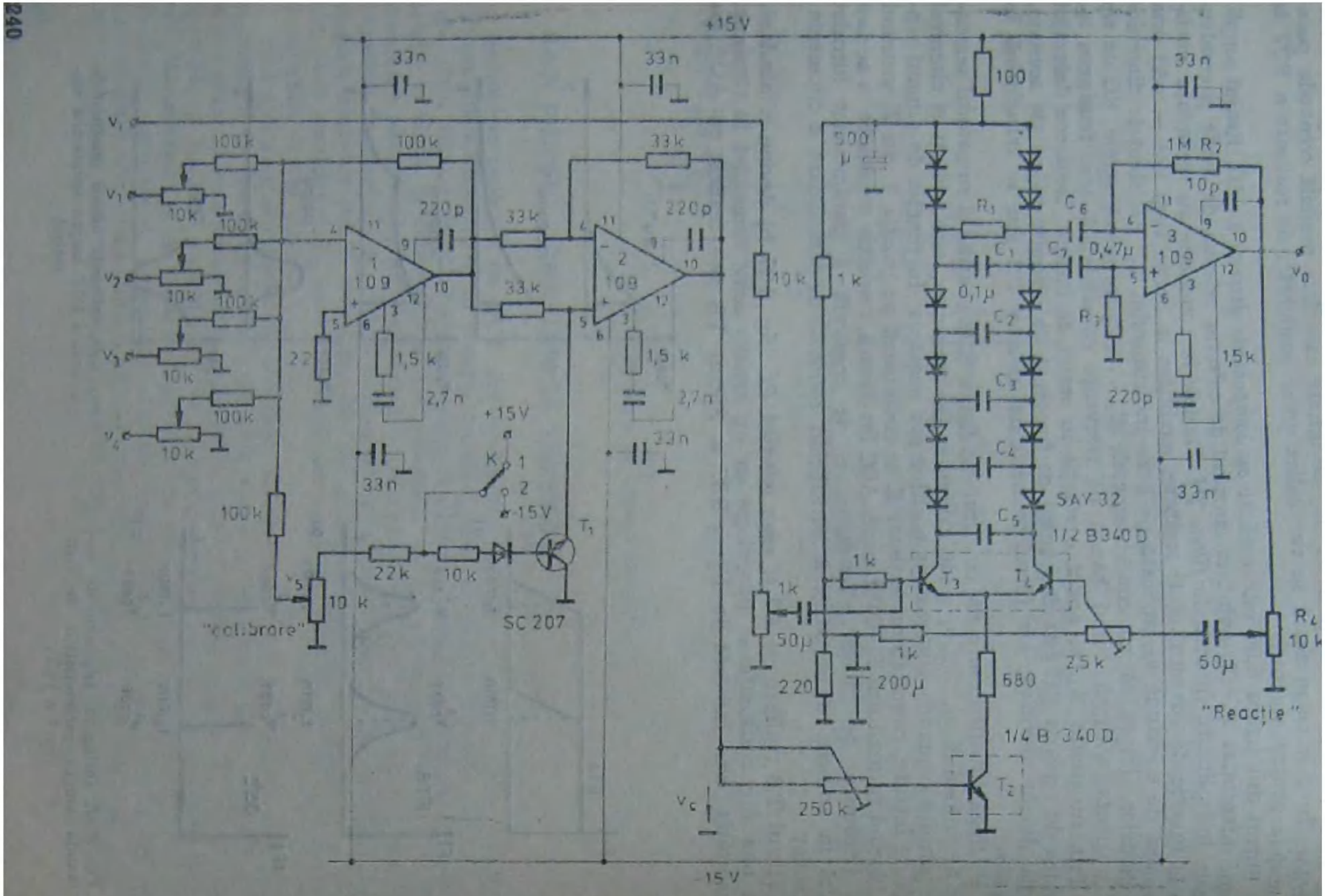


Fig. 8.36. **FCT cu reţea de diode şi condensatoare.**

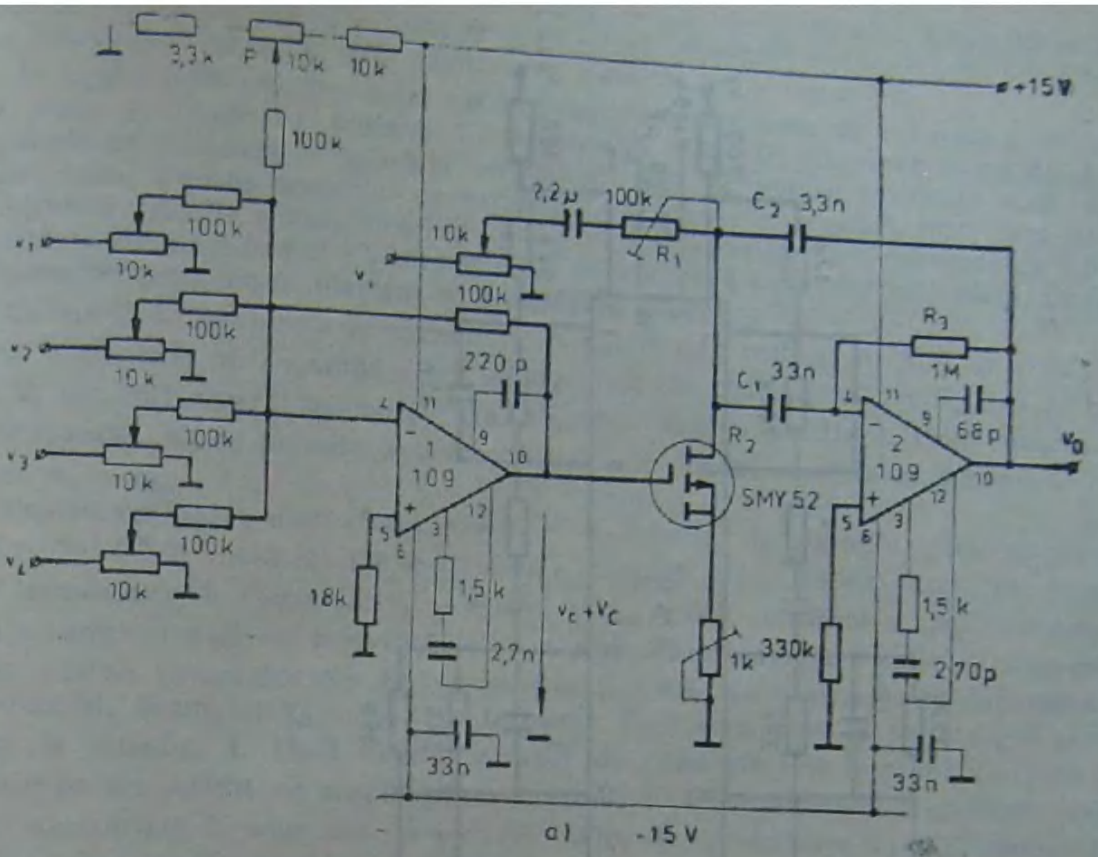
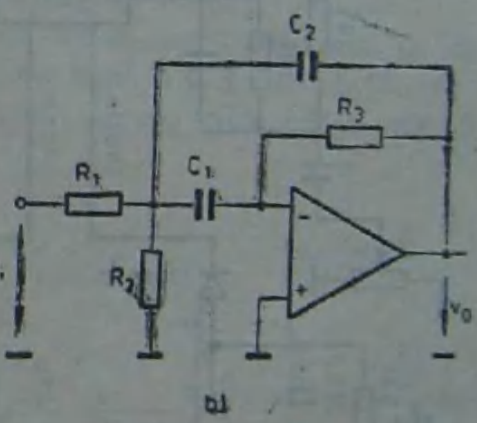


Fig. 8.37. FCT cu rezistență activă



rezistența activă, cu tranzistorul pMOS SMY 52. Tensiunea de prag a acestuia se află în domeniul $-3 \ldots -5$ V, astfel că tranzistorul trebuie polarizat în acest interval. Circuitul de polarizare este realizat cu AO1 și potențiometrul P. Semnalele de intrare $v_1, \ldots, v_4$ pozitive se însumează și inversează cu AO1 și apar ca tensiune de comandă $v_c < 0$, suprapusă peste componenta V_C, de polarizare. La creșterea valorii v_c a semnalului de intrare, rezistența tranzistorului pMOS se micșorează, mărind în acest fel frecvența centrală a benzii de trecere a filtrului.

Parametrii filtrului se pot calcula din schema echivalentă din figura 8.37, b (vezi capitolul 6):

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(R_1 \| R_2) R_3 C_1 C_2}}$$

$$A_0 = A(f_0) = \frac{R_3 C_1}{R_2 (C_1 + C_2)} \tag{8.27}$$

$$Q = \frac{\omega_0}{B} = \frac{R_3 C_1 C_2}{\sqrt{R_1 \| R_2}\,(C_1 + C_2)}$$

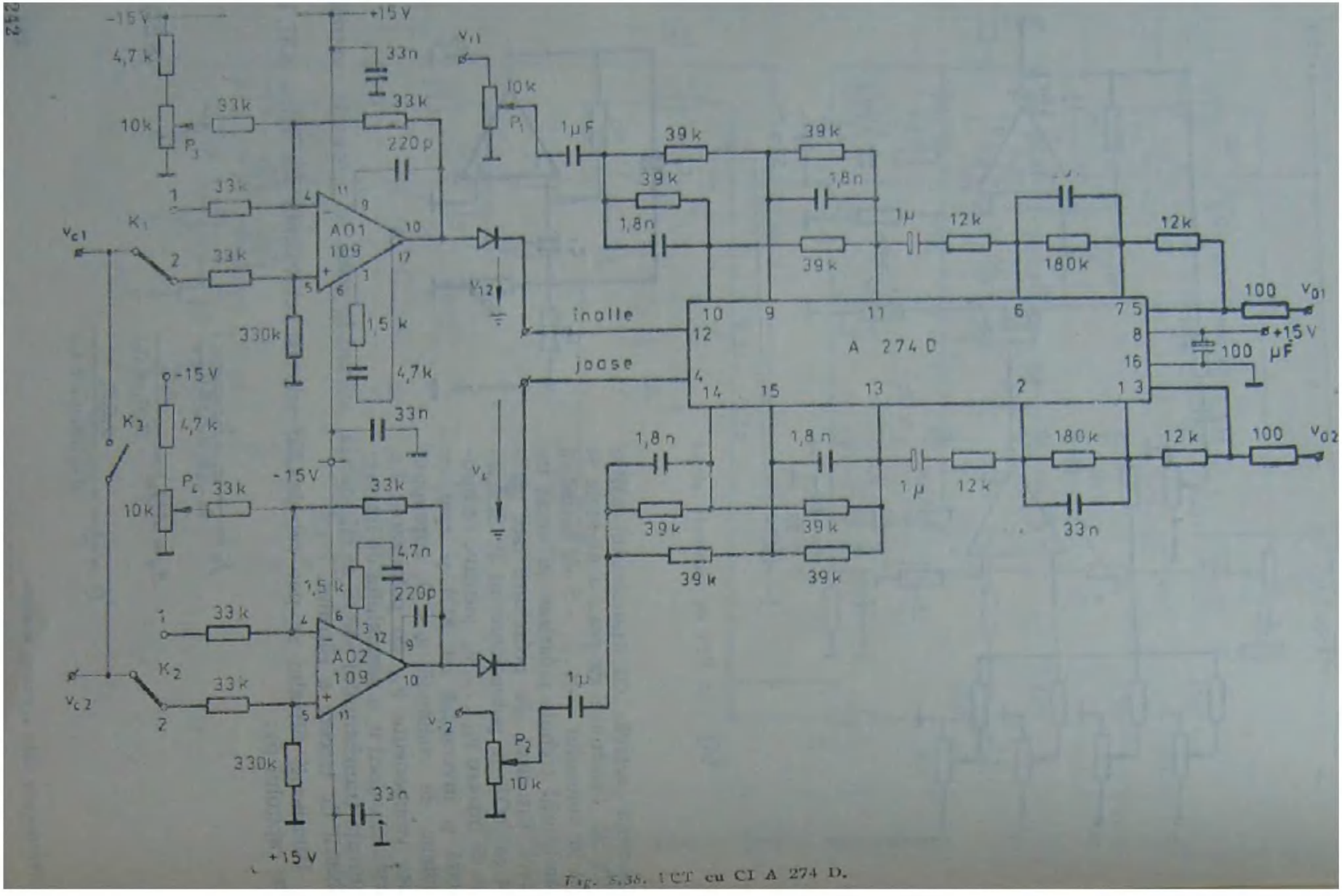


Fig. 5.38. UCT cu CI A 274 D.

În relațiile de mai sus s-a notat cu B banda de trecere a filtrului. Circuitul se recomandă pentru factori de calitate $Q < 10$ și are avantajul comenzii prin rezistența R_2 a frecvenței centrale, fără modificarea amplificării maxime A_0.

În figura 8.38 este prezentat un FCT care permite *comanda separată a frecvențelor joase și înalte cu ajutorul CI specializat A 274 D*, prezentat în capitolul 6. Semnalele de comandă se aplică la terminalele 4 și 12, pentru frecvențe joase, respectiv înalte. Pentru domeniul de variație a tensiunii de comandă între 0 și 10 V, se obține o variație a amplificării $f \cdot j$ și $f \cdot i$ de ± 16 dB. La o tensiune de 5,5 V aplicată la terminalele 4 și 12, caractristica de frecvență a filtrelor este plată. Circuitul permite prelucrarea identică a semnalelor v_{i1} și v_{i2}.

Circuitul de formare a semnalelor de comandă este realizat cu AO1 și AO2. El repetă tensiunea de comandă cînd întrerupătoarele manuale K_1 și K_2 sînt pe poziția 2, sau inversează semnalele, cînd acestea sînt pe poziția 1. Prin conectarea comutatorului K_3 se permite aplicarea la ambele intrări a aceluiași semnal de comandă $v_{c1} = v_{c2}$.

Pentru realizarea unui *efect „wow-wow"* se fixează, de exemplu, cursorul potențiometrului P3 la masă iar P4 se introduce complet (P4 = 10 kΩ), astfel că, în absența semnalelor de comandă, $v_4 = +10$ V și $v_{12} = 0$ V rezultînd o amplificare maximă a componentelor de frecvență joasă și o atenuare maximă a celor de frecvență înaltă. Fixînd comutatoarele K_1 pe poziția 2 și K_2 pe poziția 1, cu comutatorul K_3 conectat, semnalul $v_{c1} = v_{c2}$ este transmis în același sens la intrarea 12 și inversat la intrarea 4. Dacă acestui semnal de comandă i se imprimă o formă de variație de tip ADSR cu amplitudinea maximă 10 V, el comandă frecvențele joase de la accentuare la atenuare și pe cele înalte de la atenuare la accentuare. La revenire, fenomenul este invers. Rezultă un sunet de forma „vauiauiao".

Pentru *comanda digitală a FCT* interfața de comandă trebuie să fie de tip convertor D/A. Un exemplu este indicat în figura 8.39 în care f.d.t. a filtrului este sintetizată după principiul variabilelor de stare, iar convertorul D/A este CI AD 7520 de 10 biți.

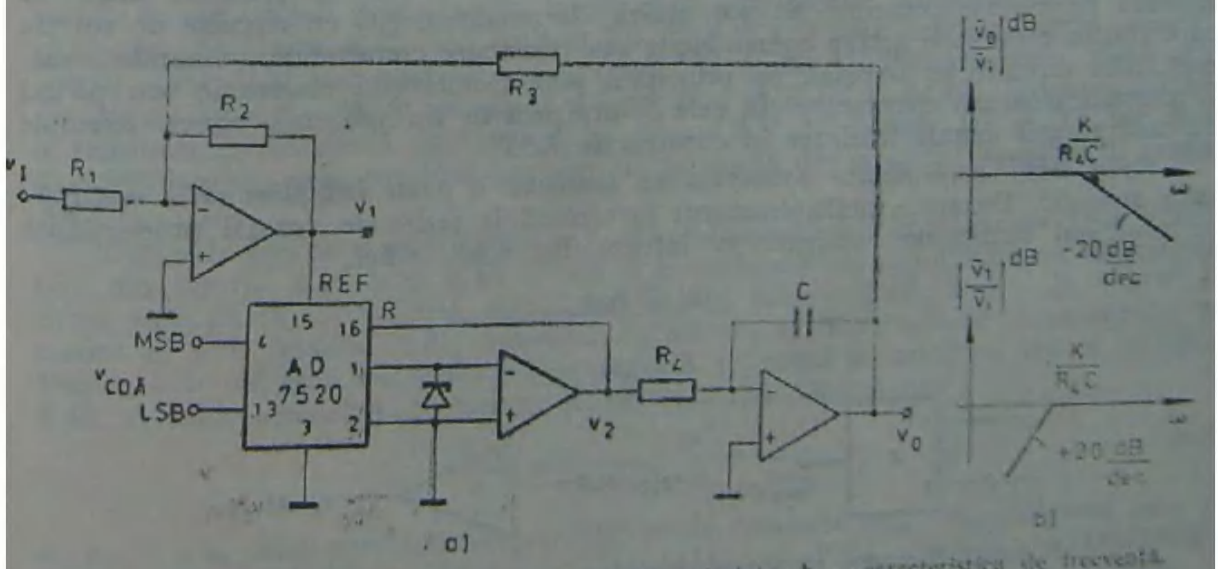


Fig. 8.39. Filtru comandat digital: a — schema de principiu; b — caracteristică de frecvență.

Din analiza circuitului se deduc relațiile de funcționare:

$$v_o(t) - v_o(0) = -\frac{1}{R_4C}\int_0^t v_2\,dt;\ \text{deci}\ v_2 = -R_4C\frac{dv_o}{dt}$$

$$\frac{v_i}{R_1} + \frac{v_1}{R_2} + \frac{v_o}{R_3} = 0;\ R_1 = R_2 = R_3;\ v^- = v^+ = 0$$

și, conform relațiilor (8.7) și (8.10), valabile pentru convertorul avînd $n = 10$ biți,

$$v_2 = -v_1 \cdot N/2^n = -k \cdot v_1;\ 0 \leqslant N \leqslant 1023$$

De aici, rezultă ecuațiile diferențiale intrare-ieșire care descriu funcționarea circuitului:

$$\frac{R_4C}{k}\cdot\frac{dv_o}{dt} + v_o = -v_i \ \text{și}\ \frac{R_4C}{k}\cdot\frac{dv_1}{dt} + v_1 = -\frac{R_4C}{k}\cdot\frac{dv_i}{dt}$$

Funcțiile de transfer sînt

$$A_1(s) = \frac{v_o(s)}{v_i(s)} = -\frac{1}{\frac{R_4C}{k}s + 1};\quad A_2(s) = \frac{v_1(s)}{v_i(s)} = \frac{-\frac{R_4C}{k}s}{\frac{R_4C}{k}s + 1} \qquad (8.28)$$

și corespund unor filtre TJ, respectiv TS, avînd pulsația de frîngere $\omega = k/(R_4C)$. Caracteristicile de frecvență sînt date în figura 8.39, b.

8.3.4. AMPLIFICATORUL COMANDAT ÎN TENSIUNE

Pentru a asigura o evoluție a semnalului sonor după un anumit contur ADSR se utilizează amplificatoare avînd amplificarea variabilă, comandată de semnale continue sau digitale. Construcția amplificatoarelor comandate în tensiune (ACT) se bazează pe diverse principii. Se pot utiliza, de exemplu, AO cu circuite de reacție care conțin rezistențe active comandabile sau rezistoare comutabile, comandate discret. Alte circuite se bazează pe principiul potențiometrului electronic sau pe cel al multiplicatoarelor electronice. În cele ce urmează se vor prezenta cîteva exemple de configurații uzuale utilizate în construcția ACT.

Rolul unui amplificator comandat în tensiune îl poate îndeplini orice multiplicator analogic. Deoarece multiplicatorul furnizează la ieșire un semnal proporțional cu produsul semnalelor aplicate la intrare (fig. 8.40), adică

$$v_o = kv_cv_i.$$

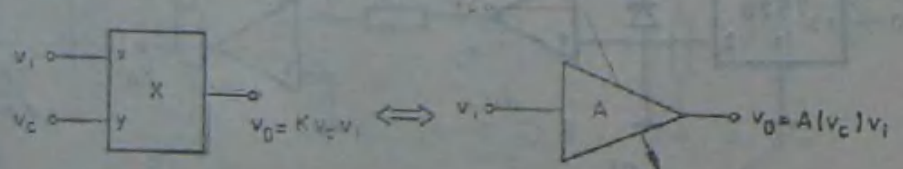


Fig. 8.40. Utilizarea circuitului multiplicator ca amplificator comandat în tensiune.

se poate considera că unul dintre semnale comandă amplificarea $A = kv_c$ a unui circuit amplificator avînd la intrare semnalul v_i, cu alte cuvinte,

$$v_o = A(v_c) \cdot v_i \tag{8.29}$$

Utilizînd multiplicatoare integrate monolitice sau hibride, se realizează soluții constructive simple pentru ACT.

Un principiu frecvent folosit în construcția multiplicatoarelor analogice este cel al *transconductanței variabile*. Un astfel de multiplicator bazat pe acest principiu este indicat în figura 8.41 și este realizat cu tranzistoare pereche, integrate, și cu componente discrete.

Considerînd semnalul la intrarea amplificatorului diferențial T_3—T_2 proporțional cu semnalul v_i, acesta este amplificat cu un coeficient dependent de transconductanța g_m a tranzistoarelor parcurse de același curent de polarizare $I_1/2$. La rîndul său, transconductanța se poate comanda cu semnalul v_c, influențînd astfel amplificarea etajului. Variația tensiunii de ieșire culeasă la colectorul tranzistorului T_2 este de forma

$$v_o = -g_m(R_C \| R_L) \cdot kv_i/2, \; k = R_2/(R_1 + R_2)$$

iar transconductanța celor două tranzistoare este

$$g_m = I_1/(2V_T) = (v_c - V_{BE})/(R_E \cdot 2V_T)$$

Rezultă o amplificare liniar dependentă de tensiunea de comandă:

$$A = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{v_c - V_{BE}}{4R_E V_T} \cdot (R_C \| R_L)k \tag{8.30}$$

Pentru circuitul dat în figura 8.41 se recomandă un semnal la intrarea amplificatorului diferențial $kv_i \leqslant 10$ mV. Comanda pentru amplificarea maximă are loc pentru $v_c \cong 8$ V, caz în care semnalul maxim la ieșire este de circa 650 mV. Amplificat de circa 3 ori de AO2, rezultă un semnal la ieșire ceva mai mic ca 2 V. În figura 8.41 este indicat și circuitul de sumare a semnalelor de comandă realizat cu AO1.

Potențiometrele electronice care lucrează tot pe principiul transconductanței variabile se pot utiliza, de asemenea, la comanda amplificării. Amplificatorul comandat prezentat în figura 8.42 este realizat cu CI A 274 D care conține patru potențiometre electronice comandate simetric, două cîte două. Amplificarea celor două etaje de intrare se comandă cu semnalul v_c între 0 și $R_2R_4/R_3R_1 \cong 10$. Valoarea minimă a tensiunii de comandă este fixată la circa 1,3 V de diodele D1 și D2, iar dioda D evită apariția unor tensiuni negative de comandă din circuitul sumator al semnalelor $v_1 \ldots v_4$.

Comanda digitală a amplificării se poate realiza utilizînd convertoare D/A. Circuitele din figurile 8.16, b și 8.43, b pot fi considerate ca amplificatoare cu amplificarea subunitară, comandată digital cu 10 biți, între valorile 0 și $-(1 - 2^{-10})$, în trepte de 2^{-10} (tabelul 8.3), semnalul de intrare v_i fiind aplicat la terminalul 15. Pentru a se obține o amplificare supraunitară, circuitul se modifică așa ca în figura 8.43, a. Între semnalele de intrare și ieșire rezultă dependența

$$v_o = -\frac{2^{10}}{a_9 2^9 + a_8 2^8 + \ldots + a_0} \cdot v_i \tag{8.31}$$

$a_0, a_1, \ldots, a_9$ fiind cifrele semnalului digital de comandă v_{cd}. Amplificarea este reglabilă între 1024/1023, cînd $v_{cd} = 1111111111$, și 1024, cînd $v_{cd} = 0000000001$. Semnalul nul la intrare este interzis, datorită intrării în saturație a circuitului.

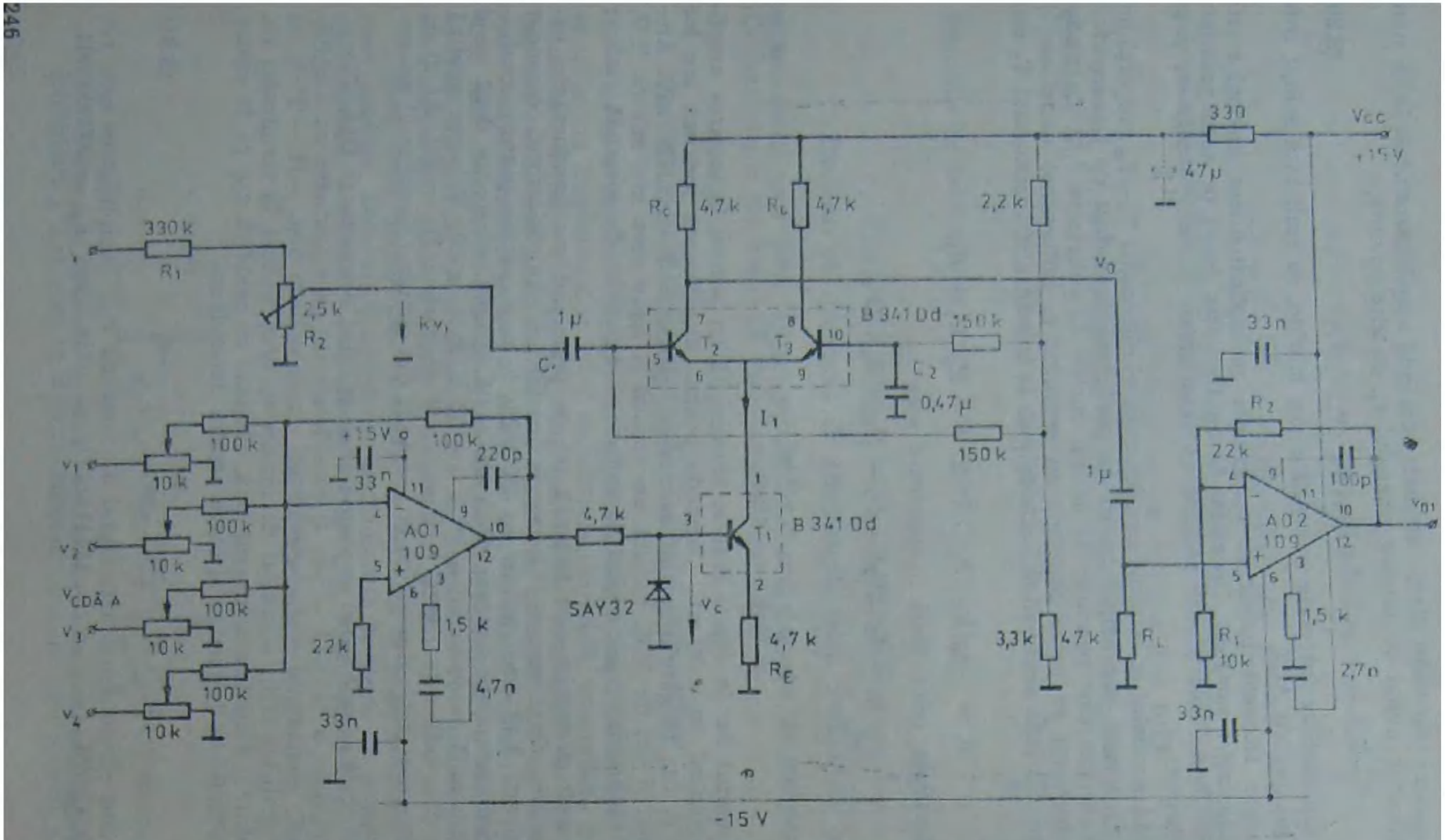


Fig. 8.41. ACT cu transconductanță variabilă.

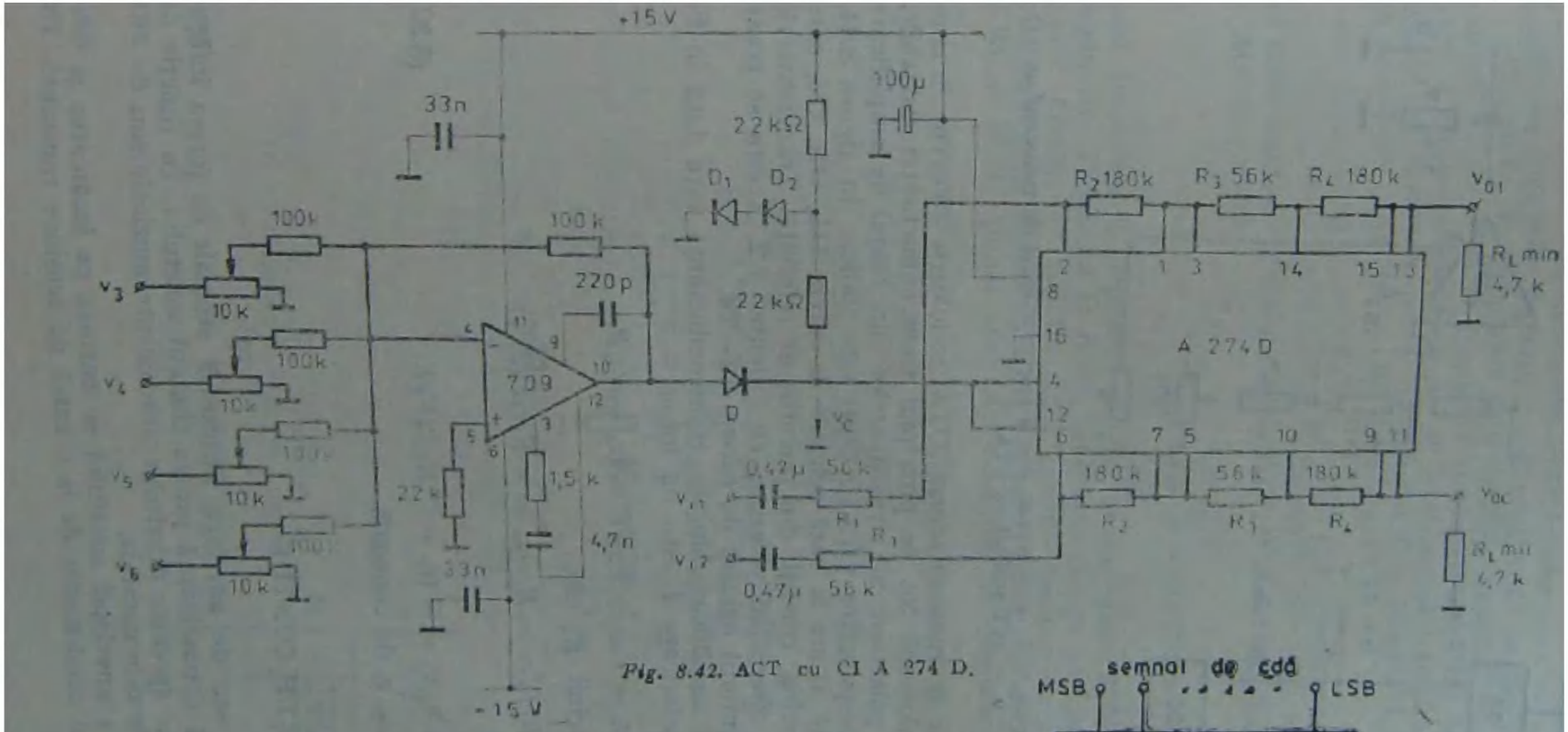


Fig. 8.42. ACT cu CI A 274 D.

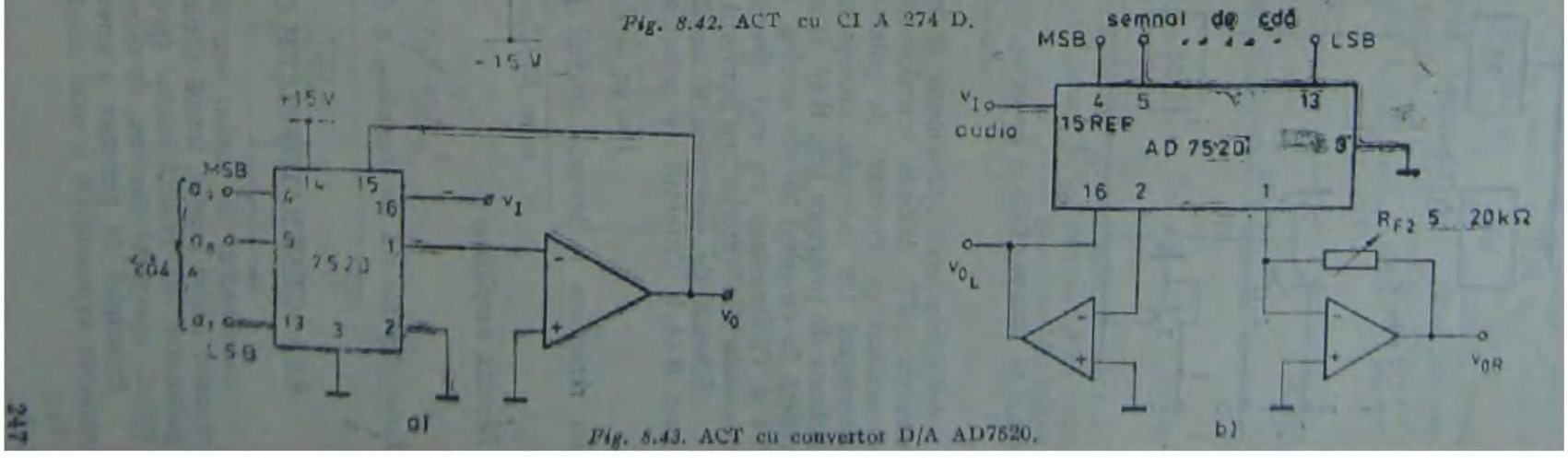


Fig. 8.43. ACT cu convertor D/A AD7520.

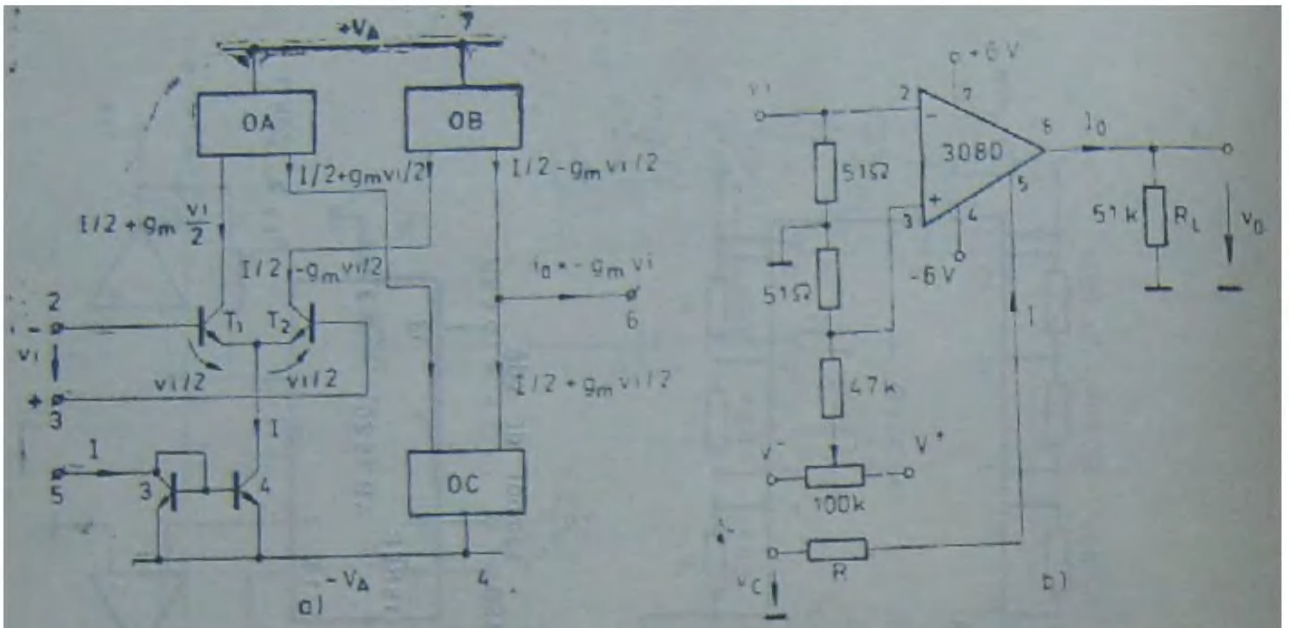


Fig. 8.44. Utilizarea OTA cu funcție de ACT: a — schema bloc a amplificatorului de transconductanță; b — ACT realizat cu OTA.

Amplificatoarele operaționale de transconductanță (OTA) se folosesc frecvent în construcția ACT. Acestea funcționează tot pe principiul transconductanței variabile, comandate cu curentul de polarizare al tranzistoarelor din etajul de amplificare diferențial. Un exemplu, corespunzător OTA CA 3080 este indicat în figura 8.44. Schema de principiu (fig. 8.44, a) are la bază oglinzile de curent OA, OB, OC, care repetă în circuitul lor de sarcină, curenții din ramurile de referință. Tranzistoarele T1 și T2 formează un etaj diferențial polarizat cu curentul $I/2$. Acesta se poate comanda din exterior, cu ajutorul oglinzii de curent T3—T4.

Schema de conexiuni a amplificatorului de transconductanță este dată în figura 8.44, b. Curentul de polarizare I este de forma

$$I = (v_c - V_{BE} + V_A)/R = (v_c + V)/R,$$

iar tensiunea la bornele sarcinii R_L este:

$$v_0 = R_L I_0' = -R_L v_i g_m = -R_L v_i I/(2V_T)$$

Rezultă amplificarea

$$A = v_0/v_i = -(v_c + V)R_L/(2V_T R), \tag{8.32}$$

liniar dependentă de tensiunea v_c de comandă.

8.3.5. GENERATORUL DE CONTUR

Generatorul de contur sau de anvelopă furnizează semnale de forma înfășurătoarei undei sonore, formă determinantă pentru timbrul sunetului. În funcție de parametrii săi, rezultă sunete specifice diferitelor instrumente muzicale sau de alte tipuri, apropiate sau nu, de cele naturale.

Principiul de generare a anvelopei sunetului se bazează pe încărcarea și descărcarea exponențială a unui condensator de la o sursă de tensiune constantă. De

exemplu, schema de principiu din figura 8.45 se referă la un astfel de generator, realizat *cu componente discrete și AO* și conține condensatorul C, încărcat sau descărcat de la tensiunea constantă furnizată de comparatorul cu AO. Comenzile pentru generarea conturului ADSR (fig. 8.45, b) sînt date de semnalele poartă v_2 și monoimpuls v_3 (fig. 8.3), corelate cu comenzile de la claviatură.

Comanda de inițializare este dată de impulsul pozitiv v_3 care saturează tranzistorul T, pe a cărui rezistență condensatorul C se descarcă rapid. Tensiunea de ieșire a comparatorului cu AO se poziționează totodată la nivel superior. Cînd comanda v_3 revine la zero, tranzistorul T se blochează, iar condensatorul C începe să se încarce prin D5 și R5 după legea

$$v_0^A = V_{OH}\left(1 - e^{-t/R_5C}\right) \tag{8.33}$$

În acest interval de timp, diodele DZ, D2 și D1 sînt blocate iar tensiunile la bornele AO au nivelele

$$v^- = \frac{V_{OH}R_2}{R_3 + R_2} = kV_{OH} \text{ și } v^- = 0 < v^+ ;\ k = \frac{R_2}{R_3 + R_2} \tag{8.34}$$

Cînd tensiunea v_0 depășește pragul de deschidere al diodei Zener, aceasta intră în conducție. Tensiunea la borna inversoare începe să crească și în momentul în care atinge nivelul v^+ (relația 8.34), comută comparatorul, a cărui tensiune de ieșire trece în nivelul inferior. Timpul de atac t_A al curbei ADSR se determină din relațiile (8.33) și (8.34), ținînd cont de condițiile de basculare:

$$v_0^A(t_A) - V_Z = v^+,$$

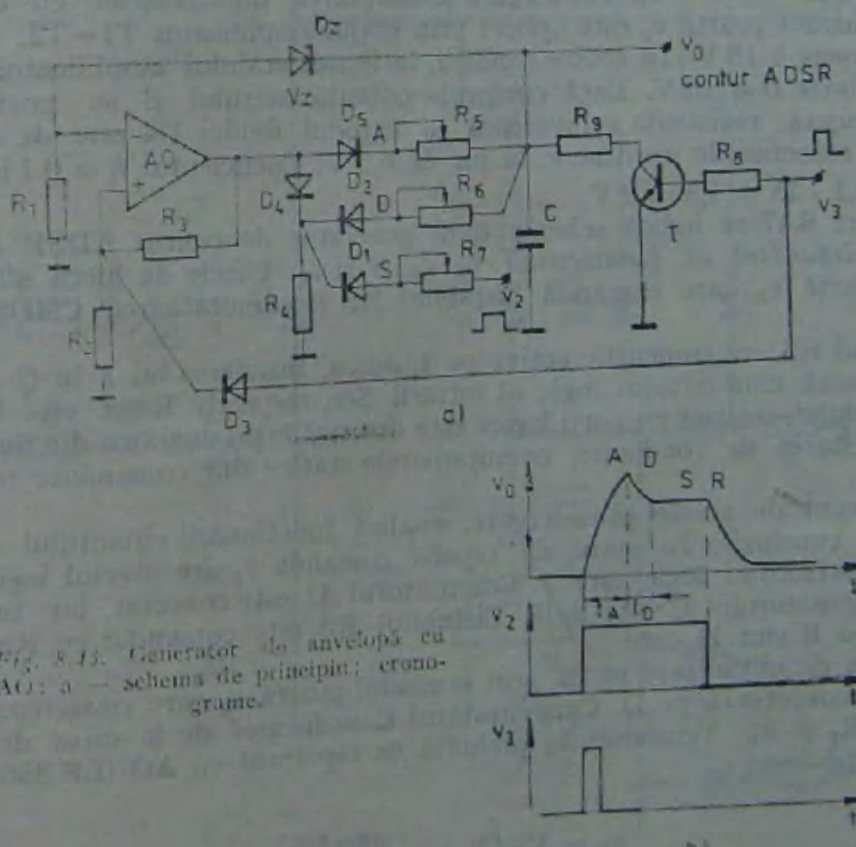


Fig. 8.45. Generator de anvelopă cu AO: a — schema de principiu; cronograme.

rezultînd valoarea

$$t_A \cong R_3 C \ln \frac{V_{OH}}{(1-k)V_{OH} - V_Z} \tag{8.35}$$

După bascularea comparatorului, diodele D4 și D5 se blochează, iar condensatorul se descarcă prin dioda D2 și rezistențele R_4 și R_6. Tensiunea la ieșire scade exponențial după legea

$$v_O^D = \left(\frac{R_2}{R_2 + R_3} V_{OH} + V_Z\right) e^{-t/((R_4+R_6)C)} \tag{8.36}$$

Cînd tensiunea la bornele rezistenței R_4 devine cu circa 0,6 V mai mică decît tensiunea de comandă v_2, dioda D1 intră în conducție, oprind descărcarea condensatorului la o tensiune aproximativ egală cu v_2. Ca urmare, parametrul S este de forma

$$S = 100 v_2 / v_O^A(t_A)\,\% \tag{8,37}$$

Durata t_D se calculează ținînd cont de relația (8.36), în care $v_O^D(t_D) \cong v_2$:

$$t_D \cong (R_6 + R_4)C \cdot \ln \frac{kV_{OH} + V_Z}{v_2} \tag{8.38}$$

În continuare, pentru un nou ciclu ADSR se așteaptă o nouă comandă de tip monoimpuls v_3.

Schema reală, bazată pe principiul expus mai sus este indicată în figura 8.46. Apar în plus două etaje amplificatoare de ieșire: cu AO2, neinversor ($A = 2$) și cu AO1, inversor ($A = -1$). Ele asigură și adaptarea impedanțelor cu circuitul de sarcină. Semnalul poartă v_2 este aplicat prin etajul amplificator T1—T2. El nu trebuie să depășească 15 V. În aceste condiții, la ieșirea etajului amplificator tensiunea poate varia între 0 și 13 V. Dacă cursorul potențiometrului S se poziționează la limita superioară, rezistența echivalentă la catodul diodei D4 este de circa 1 kΩ iar valoarea tensiunii de menținere, în jur de 6,5 V. Coeficientul $k = 0.1$ iar $v_{O\ max} = v_O^A(t_A) = 0{,}1 \cdot 15 + 7{,}5 = 9$ V.

În figura 8.47 se indică schema unui generator de contur ADSR *cu comandă și reglaj independent al parametrilor* t_A, t_D, S și t_R. Fazele de lucru sînt date de semnalul poartă v_2, care comandă bistabilul RS și comutatoarele CMOS integrate în CI 4016.

Bistabilul RS are comenzile active pe 1, adică, înscrierea lui 1 în Q și anularea lui se realizează cînd nivelul logic al intrării Set, respectiv Reset este 1. Funcționarea bistabilului, realizat cu porți logice este descrisă în cronograma din figura 8.47, b.

Pentru starea de conducție, comutatoarele statice sînt comandate tot cu nivel logic ridicat.

Ținînd cont de aceste considerente, analiza funcționării circuitului conduce la următoarele concluzii. În stare de repaos comanda v_2 are nivelul logic 0, iar ieșirea R a inversorului logic este 1. Comutatorul D este conectat, iar tensiunea la bornele condensatorului C este nulă. Bistabilul RS este comandat cu Reset, comutatoarele A și B sînt blocate.

Comanda de inițializare se dă prin semnalul poartă v_2 care conectează comutatorul A și deconectează pe D. Condensatorul C se încarcă de la sursa de 12 V prin rezistențele R_3 și R_6. Tensiunea v_O preluată de repetorul cu AO (LF 356) crește exponențial după legea

$$v_O = V_{CC}\left(1 - e^{-t/(R_3+R_6)C}\right) \tag{8.39}$$

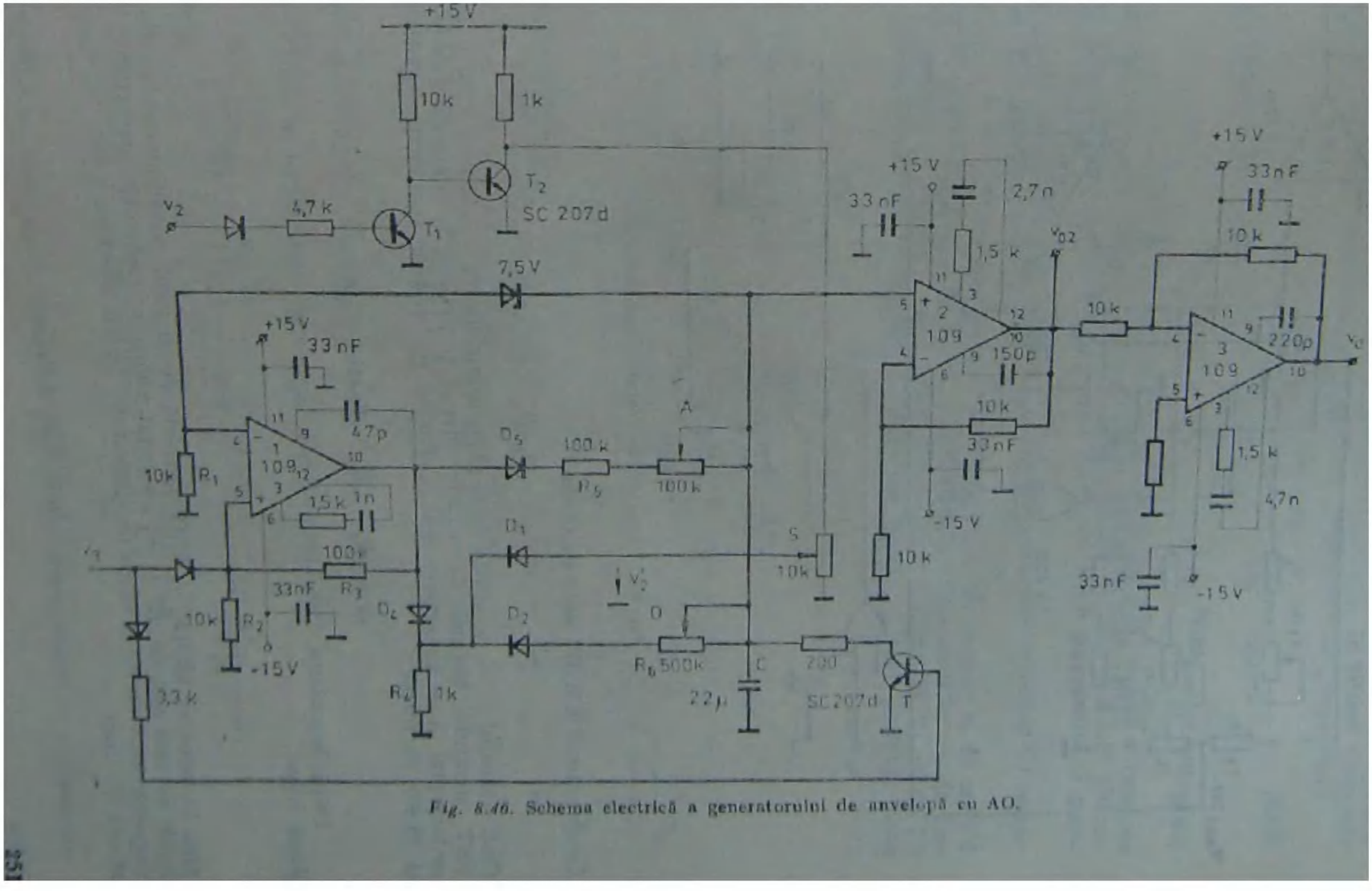


Fig. 8.46. Schema electrică a generatorului de anvelopă cu AO.

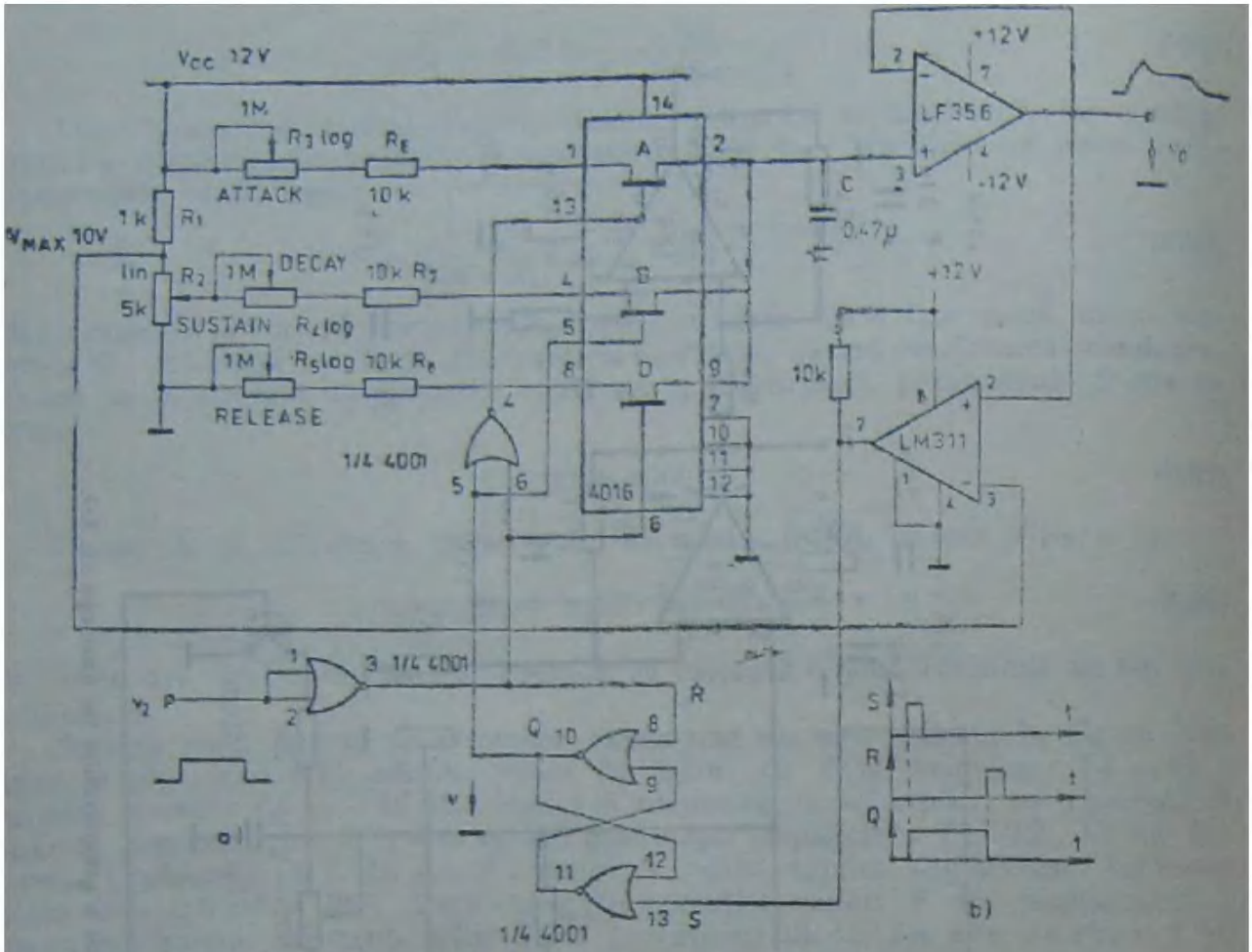


Fig. 8.47. Generator de contur cu comandă logică.

Comparatorul LM 311 are pragul fix:

$$v^- = V_{CC}R_2/(R_1 + R_2) = 10\ \text{V} \tag{8.40}$$

Cînd semnalul $v^+ = v_0$ atinge acest prag, comparatorul basculează, dînd o comandă SET circuitului bistabil. Ca urmare, nivelul Q trece în 1, comandînd blocarea comutatorului A și conectarea lui B. Timpul de creștere rezultă din relațiile (8.39) și (8.40), de forma:

$$t_A = (R_6 + R_3)C \cdot \ln\,(1 + R_2/R_1) \tag{8.41}$$

După basculareа bistabilului RS, tensiunea pe condensator scade exponențial după legea:

$$v_0 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} \cdot e^{-t/(R_4 + R_7)C} + \frac{R_2'}{R_2' + R_1'} V_{CC}\left(1 - e^{-t/(R_4 + R_7)C}\right)$$

pînă la valoarea $(R_2'/(R_2' + R_1'))V_{CC}$, fixată de cursorul potențiometrului R_2. În relațiile de mai sus, cu R_2' și R_1' s-a notat valoarea rezistenței între cursor și masă, respectiv între cursor și sursa de alimentare. Durata descărcării este de 3 ... 4 constante de timp

$$t_D \cong 4(R_7 + R_4)C \tag{8.42}$$

Semnalul la ieşire se menţine constant pînă în momentul în care semnalul poartă se anulează şi dă comanda de blocare a comutatorului static B. În acelaşi timp este conectat D care permite descărcarea la masă a condensatorului, după legea

$$v_O = \frac{R'_2}{R'_2 + R'_1} V_{CC} \cdot e^{-t/(R_5 + R_6)C} \tag{8.43}$$

Timpul de revenire este

$$t_D \cong 4(R_5 + R_6)C \tag{8.44}$$

Pentru valorile concrete ale componentelor din figura 8.47, rezultă o tensiune la ieşire de maximum 10 V şi constanta de timp reglabilă în limitele 4,7 şi 470 ms. Tensiunea de menţinere este reglabilă între 0 şi 10 V, adică parametrul S poate varia între 0 şi 100%.

Figura 8.48 prezintă o altă *variantă de generator de contur utilizînd CI temporizator* βM *555* (fig. 8.23 şi 8.24).

În stare de repaos condensatorul C este descărcat. Un impuls v_3 de nivel 0 la intrarea 2 comută ieşirea 3 în starea 1 şi blochează tranzistorul intern de descărcare. Tensiunile la bornele 7 şi 3 ating nivelul logic 1 (circa 15 V), dioda D1 intră în conducţie, iar D2 se blochează. Tensiunea poartă v_2 fiind pozitivă, dioda

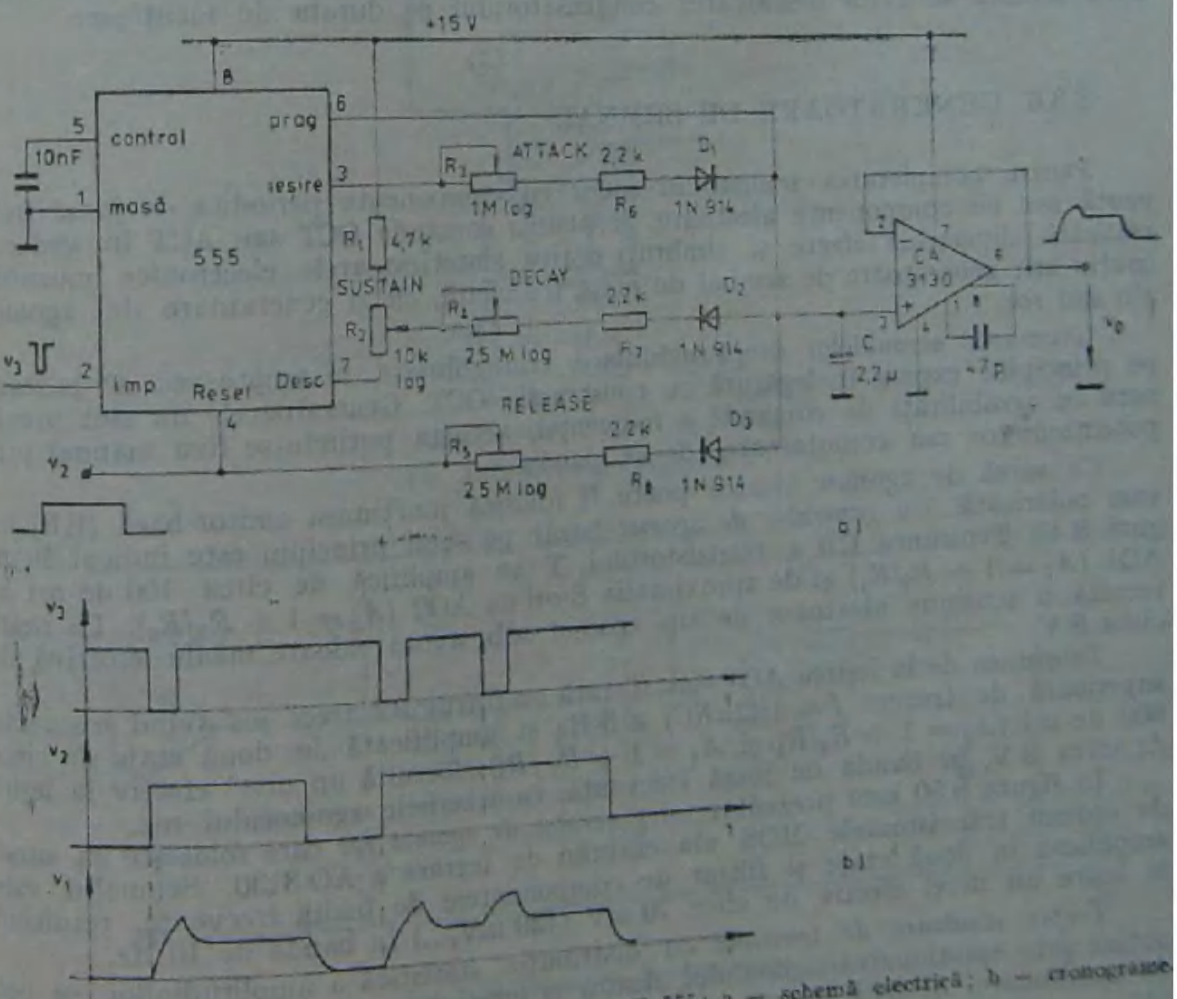


Fig. 8.48. Generator de contur cu CI temporizator βE 555: a — schemă electrică; b — cronograme

D3 este de asemenea blocată. Condensatorul C se încarcă după legea (8.39). Cînd tensiunea sa atinge pragul

$$V_p = V_{cc} \cdot 2/3 = 10 \text{ V}$$

tensiunea la terminalul 3 comută la nivelul 0, iar tranzistorul de descărcare intră în conducție. Rezistența sa se micșorează la circa 10 Ω. Condensatorul C se descarcă pînă la o valoare fixată de cursorul potențiometrului R_2. Variația tensiunii la bornele sale este de forma:

$$v_O = \frac{2}{3} V_{cc} e^{-t/(R_A + R_2)C} + \frac{R_2'}{R_1' + R_2'} V_{cc}\left(1 - e^{-t/(R_A + R_2)C}\right)$$

R_2' și R_1' fiind rezistențele fixate de cursorul divizorului potențiometric R_1, R_2. Timpul de cădere este de 3 ... 4 constante de timp, de forma (8.42).

Circuitul rămîne în această stare pînă la anularea comenzii v_2 care duce la descărcarea condensatorului prin dioda D3, forma de variație fiind dată de relația (8.40), iar timpul de revenire de relația (8.41).

Dacă în perioada de menținere se dă un alt impuls v_3 de comandă, se obține o nouă creștere și descreștere (fig. 8.48, b).

Etajele repetoare din circuitul de ieșire al schemelor din figurile 8.46 și 8.48 conțin AO de precizie cu curenți de polarizare reduși și rezistențe mari de intrare. Prin aceasta se evită descărcarea condensatorului pe durata de menținere.

8.3.6. GENERATOARE DE SEMNAL

Pentru completarea semnalului sonor cu componente periodice de joasă frecvență sau cu componente aleatoare, și pentru comanda OCT sau ACT în vederea realizării diverselor efecte și timbruri dorite, sintetizatoarele electronice muzicale conțin atît generatoare de semnal de joasă frecvență, cît și generatoare de zgomot alb sau roz.

Generarea semnalelor dreptunghiulare, triunghiulare, în trepte etc. se bazează pe principiile expuse în legătură cu construcția OCT. Generatoarele nu sînt prevăzute cu posibilități de comandă a frecvenței, aceasta putîndu-se fixa manual prin potențiometre sau comutatoare, de la panou.

Ca sursă de zgomot aleator poate fi folosită joncțiunea emitor-bază (EB) invers polarizată. Un *generator de zgomot* bazat pe acest principiu este indicat în figura 8.49. Tensiunea EB a tranzistorului T se amplifică de circa 100 de ori cu AO1 ($A_1 = 1 + R_2/R_1$) și de aproximativ 8 ori cu AO2 ($A_2 = 1 + R_5/R_6$). La ieșire rezultă o tensiune aleatoare de tip zgomot alb, avînd valoare medie efectivă de circa 8 V.

Tensiunea de la ieșirea AO1 este filtrată cu filtrul RC trece jos avînd frecvența superioară de trecere $f = 1/(2\pi RC) \cong 3$ Hz și amplificată în două etaje de circa 800 de ori ($A_3 = 1 + R_3/R_4$ și $A_4 = 1 + R_7/R_8$). Rezultă un nivel efectiv la ieșire de circa 8 V, în banda de joasă frecvență, caracteristic zgomotului roz.

În figura 8.50 este prezentat un *generator de zgomot roz* care folosește ca sursă de zgomot tranzistoarele MOS ale etajului de intrare a AO 3130. Semnalul este amplificat în două etaje și filtrat de componentele de înaltă frecvență, rezultînd la ieșire un nivel efectiv de circa 70 mV (420 mV_{v-v}) în banda de 10 Hz.

Trepte aleatoare de tensiune cu distribuția statistică a amplitudinilor se pot obține prin eșantionarea semnalului aleator și memorarea valorilor între momentele de eșantionare. Această funcție este îndeplinită de *circuitul de eșantionare-memorare*

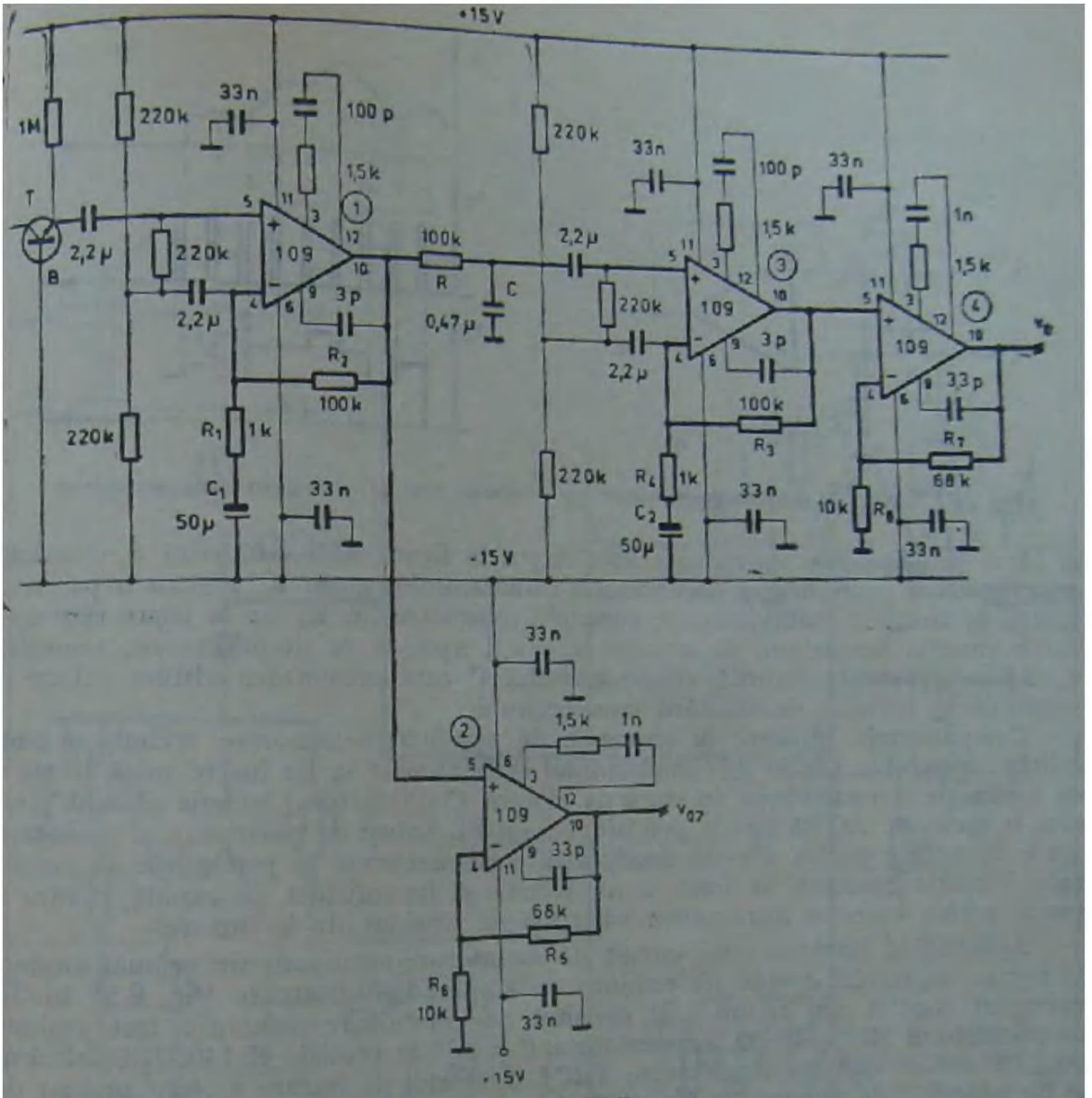


Fig. 8.49. Generator de zgomot.

Fig. 8.50. Generator de zgomot roz.

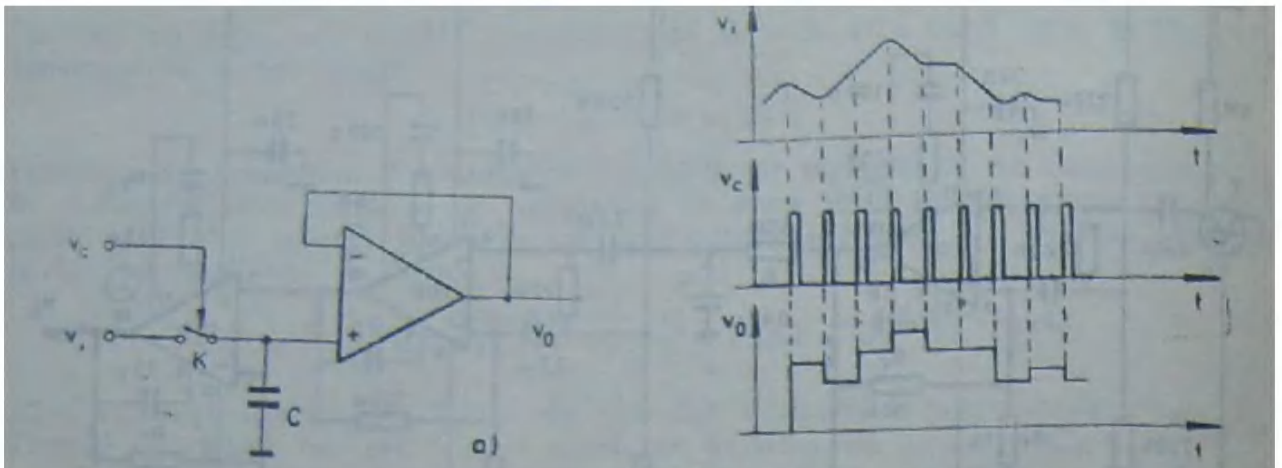


Fig. 8.51. Circuit de eşantionare-memorare: a — schema bloc; b — cronogramele semnalelor.

al cărui principiu de funcţionare este expus în figura 8.51. Semnalul v_c comandă prin impulsuri conectarea şi deconectarea comutatorului static K. Pentru o perioadă scurtă de timp, la eşantionare, se comandă conectarea lui K, iar la ieşire este preluată variaţia semnalului de intrare ($v_0 = v_i$). Apoi, K se deconectează, semnalul v_0 rămîne constant, datorită condensatorului C care memorează ultima valoare a tensiunii v_i, înaintea deconectării comutatorului.

Componentele utilizate în circuitele de eşantionare-memorare trebuie să aibă calităţi deosebite. Rezistenţa comutatorului static trebuie să fie foarte mică în stare de conducţie şi foarte mare în stare de blocare. Condensatorul trebuie să aibă pierderi minime iar AO să fie de precizie, cu curenţi reduşi de polarizare şi rezistenţă mare de intrare pentru a evita descărcarea condensatorului în perioadele de memorare. Variaţia tensiunii de ieşire a AO trebuie să fie suficient de rapidă, pentru a putea prelua aproape instantaneu variaţiile de tensiune de la intrare.

Aplicînd la intrarea unui circuit de eşantionare-memorare un semnal aleator, la ieşirea sa rezultă trepte de tensiune cu amplitudine aleatoare (fig. 8.51, b). În exemplul concret din figura 8.52 circuitul de eşantionare-memorare este realizat cu tranzistorul MOS SMY52, condensatorul C şi AO de precizie K 140 UD8, al cărui etaj de intrare conţine tranzistoare TECJ. Semnalul de intrare v_i este preluat de la un generator de zgomot roz (fig. 8.49) prin divizare, în raportul $-R_{12}/R_{13} \cong -1/5$ de către AO3, inversor. Tranzistorul MOS se polarizează prin divizorul $R_1 - R_3$ şi AO3 la $-7{,}5$ V. Peste tensiunea de polarizare se aplică componentele de zgomot în gama ± 2 V. Semnalul memorat poate fi amplificat de către AO4 cu un coeficient reglabil între 1,5 şi 6.

Semnalul de comandă a eşantionării este format de circuitul astabil cu AO1 şi monostabil cu AO2. Tactul poate fi dat şi din exterior, cînd comutatorul manual K1 se fixează pe poziţia 1. Frecvenţa semnalului de eşantionare generat de circuitul astabil se reglează cu potenţiometrul R_4 şi este de forma

$$f = 1/T, \text{ unde } T \cong C_1(R_5 + R_4) \cdot \ln (1 + 2R_6/R_7),$$

iar pentru cazul concret al schemei din figură domeniul de reglaj este cuprins între 1 Hz şi 100 Hz.

Circuitul monostabil cu AO2 realizează impulsuri scurte (vezi figura 8.12) de durată

$$t_1 \cong C_3(R_{10} + R_{11}) \cdot \ln (1 + R_9/R_8)$$

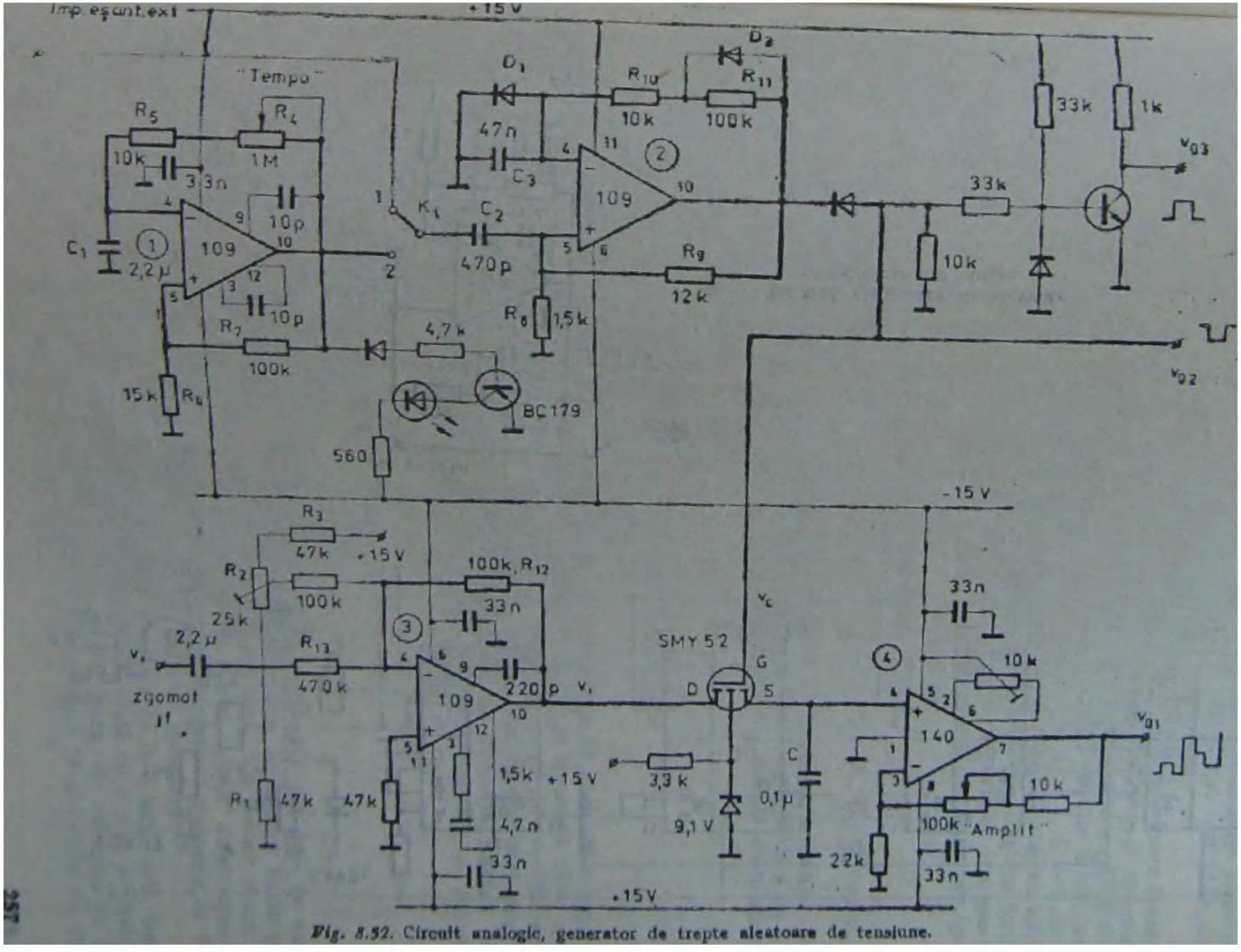


Fig. 8.52. Circuit analogic, generator de trepte aleatoare de tensiune.

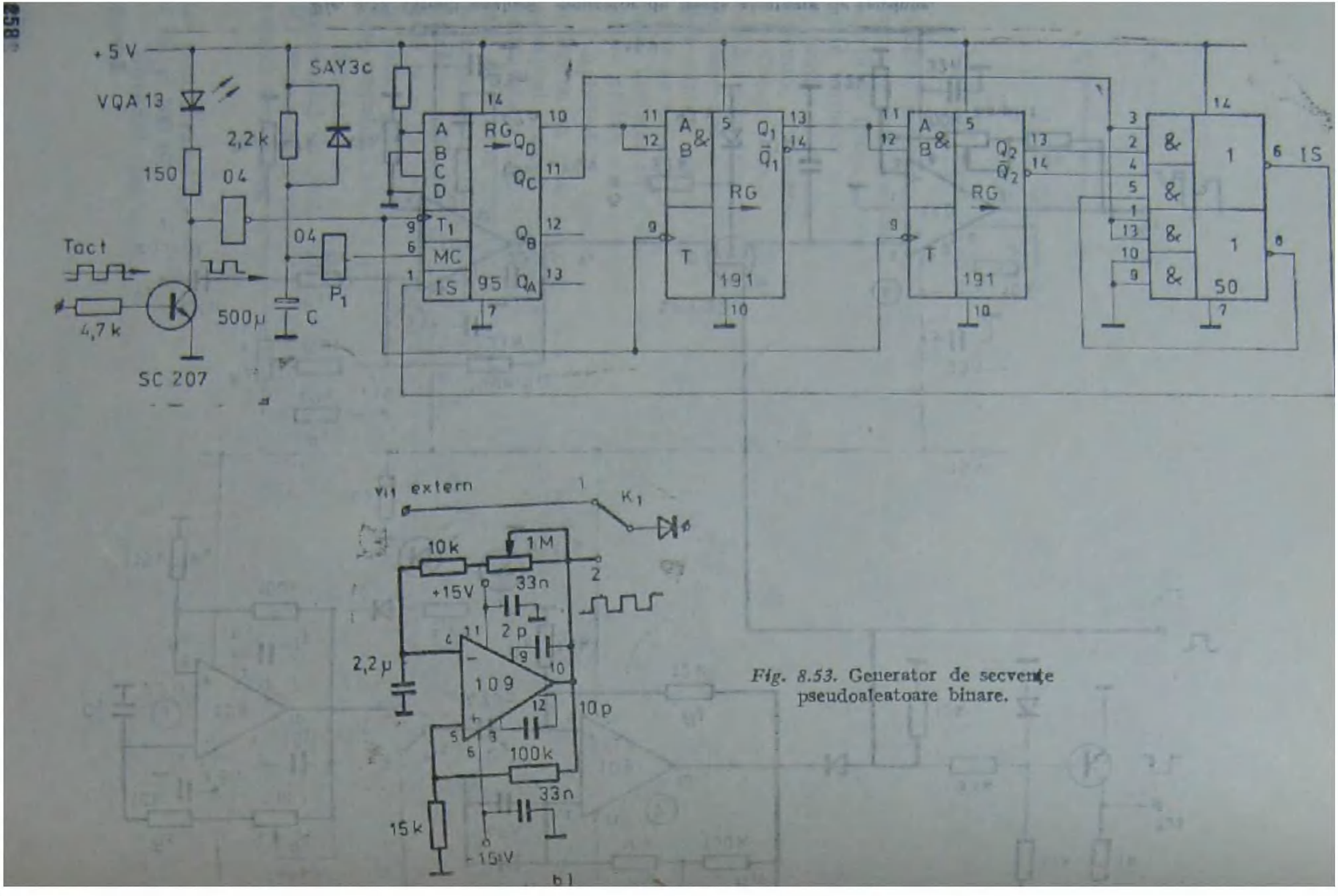


Fig. 8.53. Generator de secvențe pseudoaleatoare binare.

Semnalele monoimpuls sînt preluate direct (v_{s2}) sau inversat (v_{s3}). Circuitul conține și un afișaj cu diodă LED pentru ritmul semnalului de eșantionare.

Utilizarea comenzilor digitale de către circuitele fundamentale ale sintetizatorului impune generarea unor secvențe aleatoare binare. *Generarea semnalelor pseudoaleatoare binare* apare mai simplă. Este vorba de generarea unor semnale periodice, avînd perioada mult mai mare decît durata de exploatare a secvenței.

În figura 8.53 se prezintă un *generator de secvențe pseudoaleatoare binare* de 6 biți. Semnalul generat cuprinde $2^{20} - 1 = 1048575$ stări distincte și are practic un caracter aleator. Circuitul este realizat cu un registru de deplasare CDB 495 E de 4 biți, cu acces paralel și două registre serie SN 74191 de cîte 8 biți, avînd acces doar la ultimul bit. Informația binară $A = 1$, $B = 0$, $C = 1$, $D = 0$ de la intrarea de date a registrului CDB 495 E se încarcă în paralel la cuplarea alimentării, cînd intrarea de comandă MC = 1. După ce tensiunea pe condensatorul C atinge pragul 1,3 V, inversorul P1 comută, MC devine 0 și permite deplasarea la dreapta a semnalului logic, de la Q_A la Q_B etc. Intrarea serie transmite de fiecare dată în Q_A un semnal

$$IS = Q_C \oplus Q_2 = \bar{Q}_C Q_2 + Q_C \bar{Q}_2$$

Se generează astfel secvențe de 6 cifre binare, Q_A, Q_B, Q_C, Q_D, Q_1, Q_2, avînd un caracter aparent aleatoriu.

Dacă se dorește generarea unor trepte aleatoare de tensiune, semnalul binar se convertește în semnal analogic, utilizînd un convertor D/A integrat sau cu componente discrete, rezultînd $2^6 = 64$ de componente discrete, aleator distribuite în timp.

8.4. *PRELUCRAREA SUNETELOR EXTERNE*

Sintetizatorul muzical poate fi prevăzut cu posibilități de preluare a unor sunete naturale pe care le transformă în semnale electrice de comandă care, acționînd asupra circuitelor fundamentale, conduc la efecte și forme de evoluție specifice, atașate sunetului primar. În componența unității care prelucrează sunetele naturale pot intra diverse blocuri funcționale: detectorul de anvelopă, bateria electronică, convertorul frevență-tensiune, blocul defazor, multiplicatoare și divizoare de frecvență.

8.4.1. DETECTORUL DE ANVELOPĂ

Individualizarea fiecărui sunet și localizarea sa temporală sînt date de anvelopa acestuia. Detectorul de anvelopă extrage înfășurătoarea semnalelor audio provenite de la instrumente muzicale (pian, chitară, tobă etc.). Cu fiecare sunet recepționat se declanșează semnale de comandă tip poartă v_2 sau monoimpuls v_3 (fig. 8.54). Semnalul anvelopă și impulsurile emise sînt utilizate la comanda în tensiune a OCT și FCT și la sincronizarea cu alte semnale sintetizate.

De exemplu, dacă se preiau cu un microfon sunetele de la o tobă, prin detectare rezultă semnale cu front abrupt și cădere lentă. Dacă cu aceste semnale se comandă un OCT rezultă sunete proprii: „auuu-auuu". Dacă, de exemplu, cu anvelopa rezultată de la sunetul dat de pian sau de chitară se comandă un FGT rezultă un efect „wah-wah".

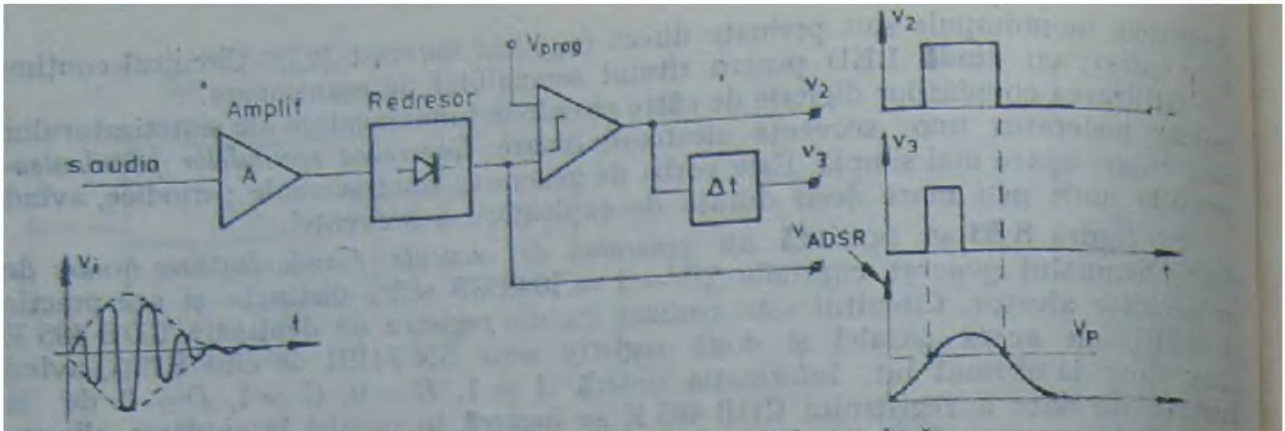


Fig. 8.54. Schema bloc a detectorului de anvelopă.

Pentru extragerea anvelopei se utilizează circuite demodulatoare pentru semnale MA, iar generarea semnalelor poartă și impuls se face cu comparatoare și monostabile. Un exemplu se indică în figura 8.55. Principiul de funcționare al schemei este dat în figura 8.54. Anvelopa semnalului de j.f. amplificat cu AO1 (fig. 8.55, a) se extrage prin redresare cu AO2 și aplatizare cu filtrul RC. Constanta de timp RC trebuie să fie mai mare ca perioada semnalului, dar suficient de mică pentru a se putea prelua modificările rapide ale anvelopei. Amplificatorul AO3 adaptează impedanțele între etaje și amplifică semnalul redresat. Formarea semnalelor v_2 și v_3 este indicată în figura 8.55, b. AO4 este utilizat cu rol de comparator inversor cu pragul reglabil cu potențiometrul P între 0 și 7 V. Semnalul poartă v_2 obținut la ieșirea comparatorului este aplicat la intrarea monostabilului cu AO5 rezultînd monoimpulsurile v_3 și $\bar{v}_3$, avînd durata de circa 1 ms (vezi relația 8.3). Opțional se poate plasa circuitul cu barete cu diode LED care indică optic nivelul tensiunii de anvelopă. Diodele sînt conectate pe rînd, indicînd creșteri de tensiune de cîte 0,5 V. La circa 7,5 V luminează întreaga baretă. Comutatorul K1 servește la afișarea tensiunii de referință a comparatorului pentru reglajul său optic.

8.4.2. BATERIE ELECTRONICĂ

Acest bloc poate fi de sine stătător sau este înglobat în sintetizatorul electronic. Semnalele provenite de la instrumente de percuție, de exemplu bongo sau tobă mică, sînt preluate prin microfon sau traductoare piezoelectrice montate pe membrana instrumentului. Prin prelucrarea acestor semnale se formează tensiuni proporționale cu intensitatea loviturii și impulsuri diferite, pentru comanda OCT, FCT sau ACT și a generatoarelor de contur ADSR, din componența sintetizatorului electronic. Rezultă sunete de timbruri diverse, în funcție de conturul ADSR fixat și de natura semnalului, sinusoidal sau aleator (fig. 8.6). Înălțimea sunetelor sintetizate va depinde de intensitatea loviturii.

În figura 8.56 se indică un *circuit formator de semnale de comandă* necesare în sinteza sunetelor corespunzătoare bateriei electronice, iar în figura 8.57 sînt date cronogramele acestor semnale. Circuitul generează trepte de tensiune v_{o5} proporționale cu intensitatea semnalului extern, impulsuri scurte v_{o3} sau de durată, v_{o4}. Acest bloc substituie sau lucrează în paralel cu blocul formator al semnalelor de comandă al sintetizatorului muzical.

Etajul de intrare cu AO1 preia și amplifică de circa 100 de ori semnalul de la microfon (30 ... 50 mV, dacă se utilizează un microfon dinamic, avînd rezistența

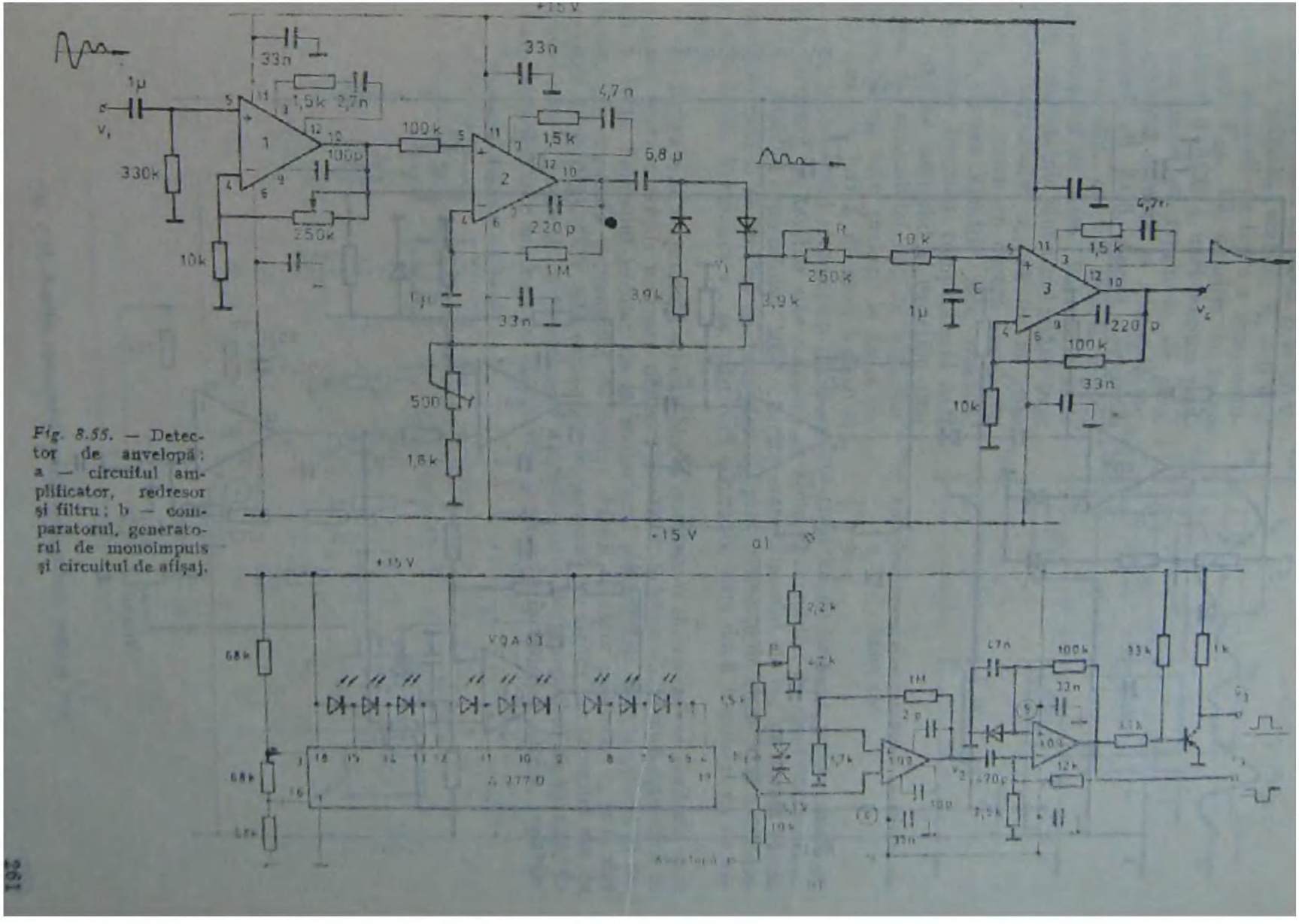


Fig. 8.55. — Detector de anvelopă: a — circuitul amplificator, redresor și filtru; b — comparatorul, generatorul de monoimpuls și circuitul de afișaj.

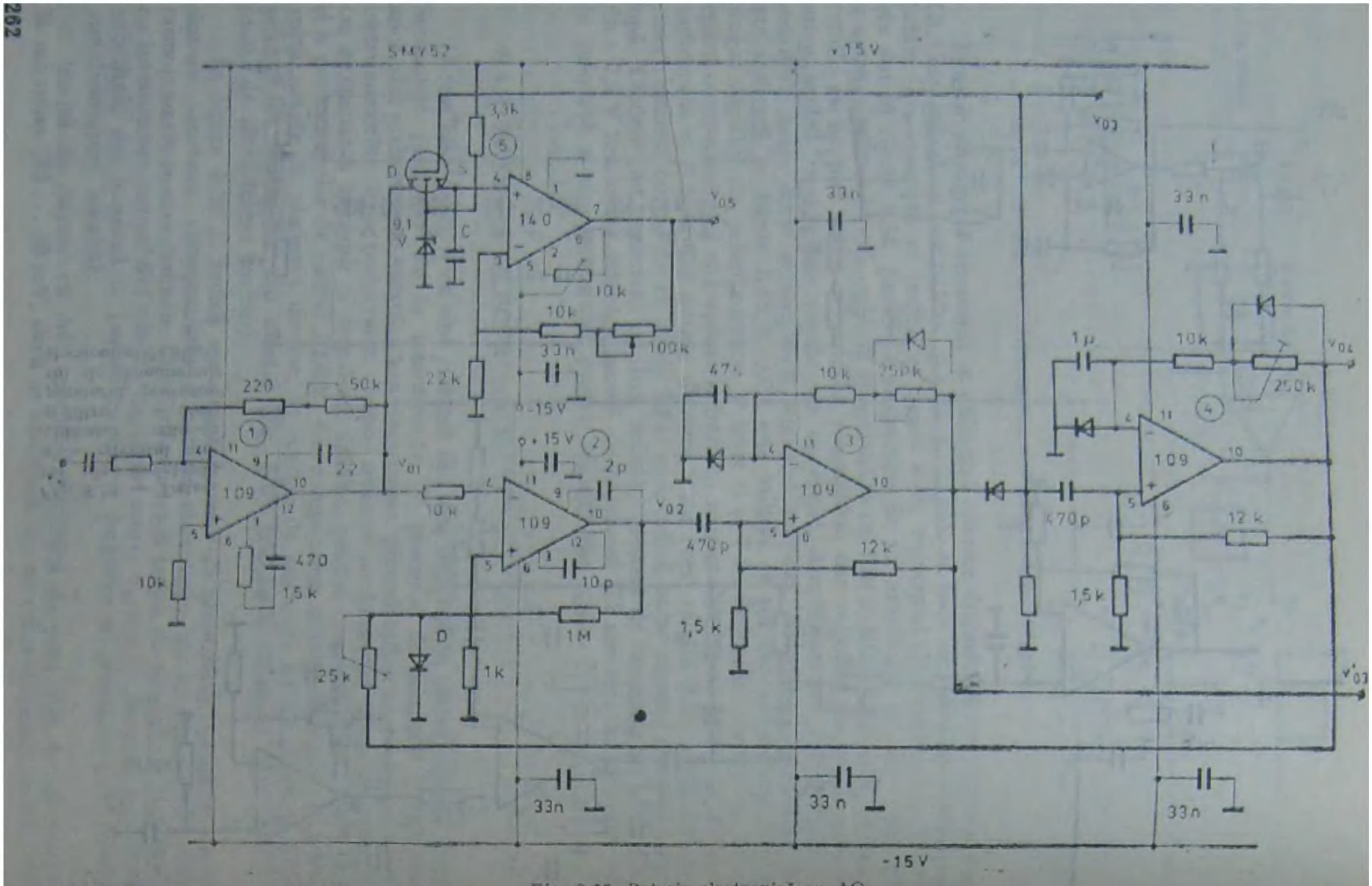


Fig. 8.56. Baterie electronică cu AO.

de 200 Ω). AO2 are rol de comparator cu pragul fixat de dioda D la 0,6 V. În stare inițială, stabilă, $v_{o1} = 0$ V și nivelul tensiunii de ieșire a comparatorului este V_{OH}. La apariția la borna inversoare a AO2 a unei tensiuni pozitive mai mari ca tensiunea de prag, comparatorul comută și comandă monostabilul cu AO3. Acesta comandă, la rîndul său, cu un impuls negativ monostabilul cu AO4. Parametrii celor două monostabile sînt astfel reglați încît durata impulsului v_{o4} să fie de circa 4 ori mai mare ca durata impulsului v_{o3}. Pe durata apariției sale, semnalul v_{o4} menține basculat comparatorul AO2 care rămîne insensibil la variațiile ulterioare ale semnalului dat de microfon. Semnalul v_{o4} este preluat la ieșire direct, sau sub formă de nivel logic 0 și 1, prin intermediul etajului cu T1. Formarea treptelor de tensiune proporționale cu tăria loviturii pe tambur este realizată cu ajutorul circuitului de eșantionare-memorare cu AO5 și comutatorul MOS. Acesta este comandat de v_{o3}, pe durata căruia condensatorul C se încarcă cu tensiunea v_{o1} prin rezistența de circa 50 Ω a tranzistorului MOS. Tensiunea v_{o5} se păstrează constantă între două impulsuri v_{o3} de comandă.

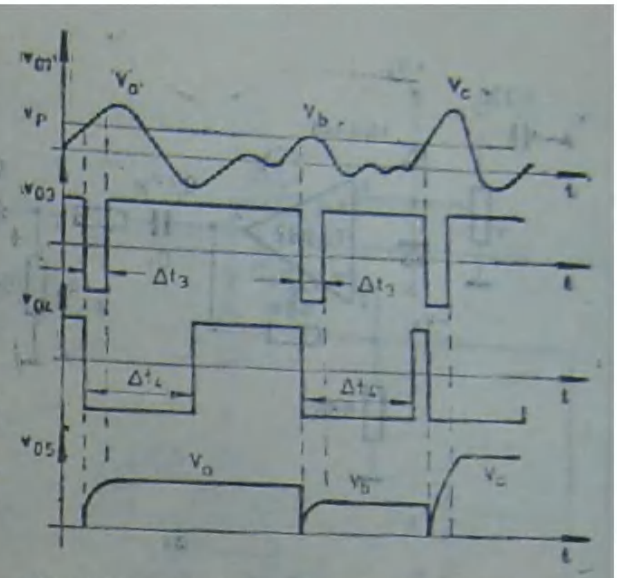


Fig. 8.57. Cronograme corespunzătoare circuitului din figura 8.56.

În figura 8.58 se prezintă schema bloc a unei *baterii electronice independente*, care conține toate unitățile necesare sintezei sunetelor. Schema electronică este dată în figura 8.59. Semnalul preluat de la traductorul piezoelectric este amplificat și detectat. El comandă generatorul de contur ADSR ai cărui parametri t_A și t_D sînt reglabili ($S = 0\%$). OCT este comandat de semnalul de contur iar semnalul său de ieșire poate fi însumat cu componente aleatoare date de generatorul de zgomot. În final, semnalul este modulat în amplitudine conform caracteristicii ADSR, reglabile.

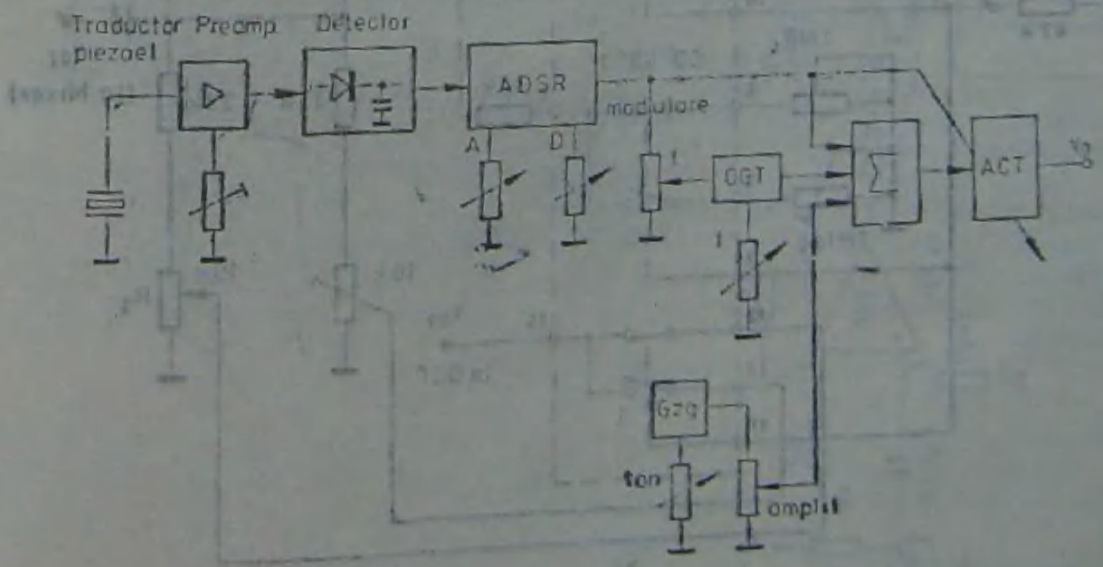


Fig. 8.58. Baterie electronică, modul independent. Schema bloc.

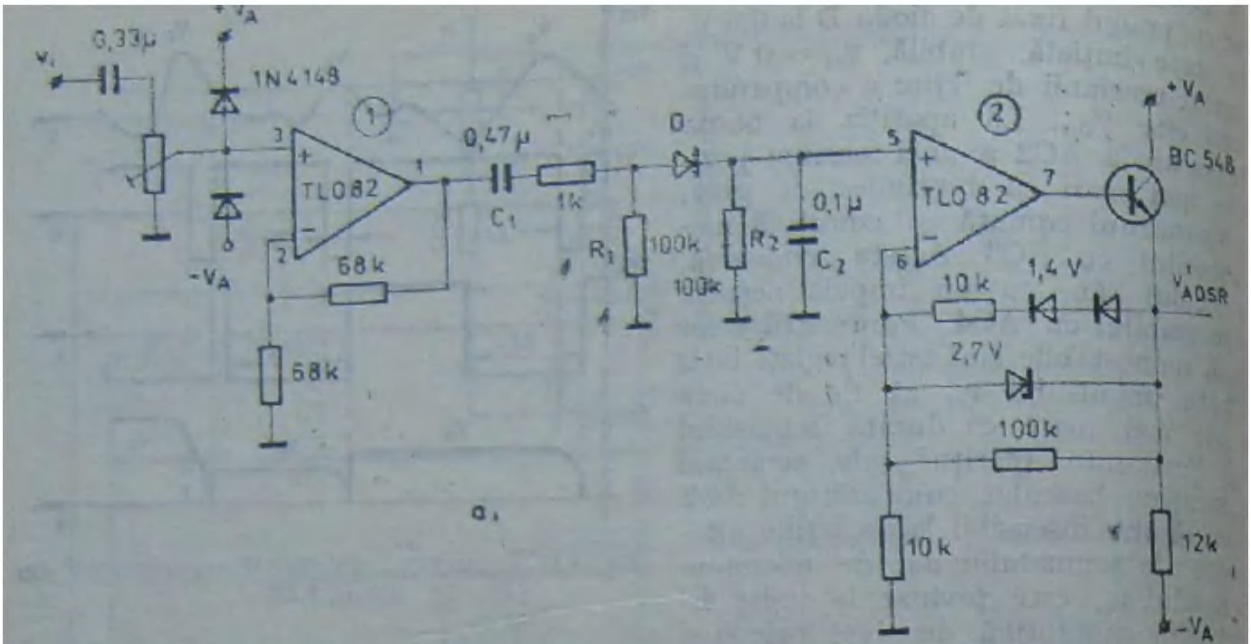


Fig. 8.59. Circuite electronice aparținînd blocurilor corespunzătoare bateriei electronice: a — amplificator, filtru;

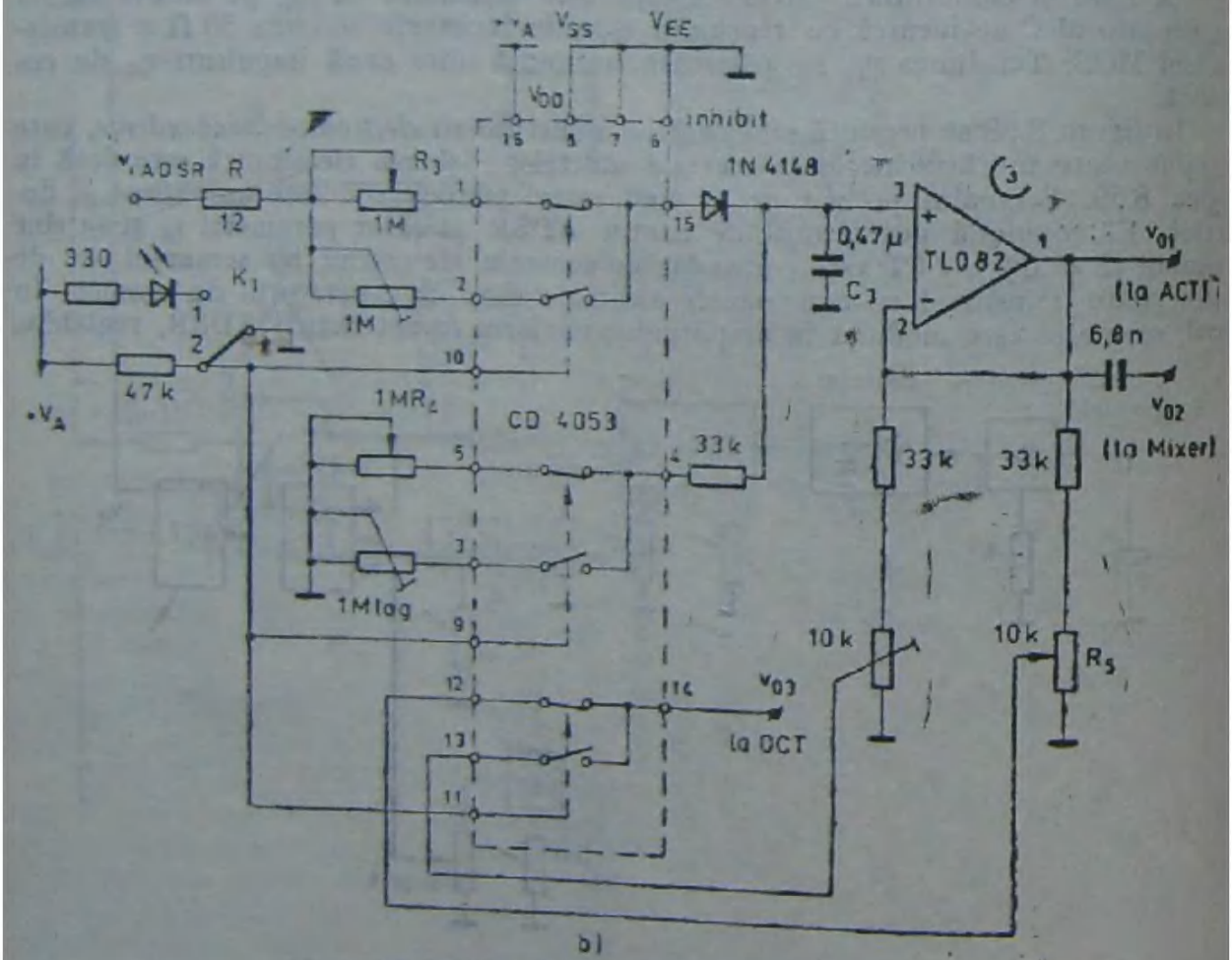


Fig. 8.59 b — generator de contur ADSR;

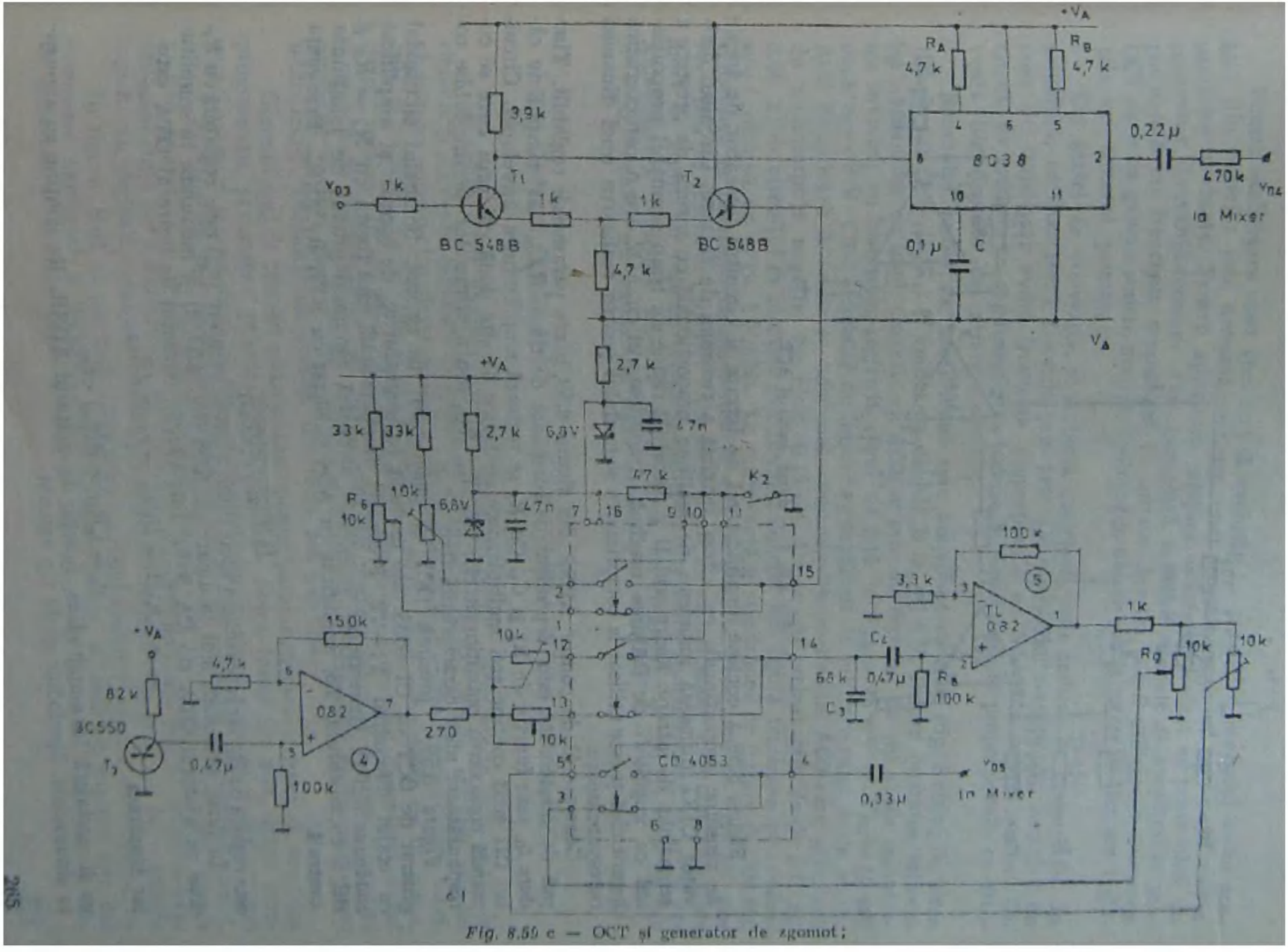


Fig. 8.59 c — OCT și generator de zgomot;

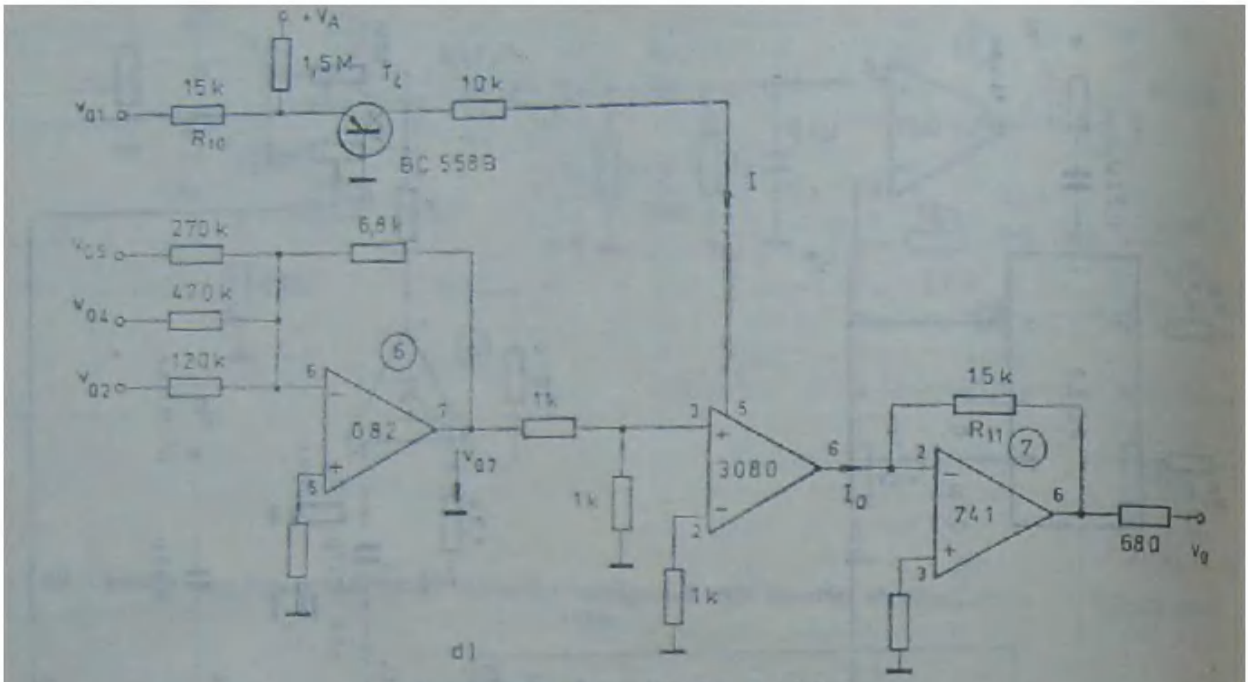


Fig. 8.59 d — mixer audio și ACT.

Figura 8.59, a conține amplificatorul de intrare și circuitul formator de trepte de tensiune proporționale cu viteza maximă a tensiunii de intrare. Circuitul derivator C1R1 formează impulsuri de înălțime proporțională cu viteza de creștere a semnalului de intrare. Redresorul D și filtrul C2 reține un timp semnalul proporțional cu impulsuri de înălțime maximă. Amplificatorul cu AO2 are o caracteristică logaritmică și este utilizat la comprimarea semnalului pentru realizarea unei dinamici corespunzătoare.

Generatorul de contur ADSR din figura 8.59, b are parametrii reglabili. Timpul de creștere t_A este dependent de constanta de timp R_3C_3, iar timpul de cădere t_D, este funcție de R_4 și C_3. Cu R_5 se reglează amplitudinea anvelopei. Circuitul CD 4053 conține trei multiplexoare analogice de cîte două căi prin care se comandă conectarea potențiometrelor (R_3, R_4, R_5), sau a trimerelor semireglabile corespunzătoare unor caracteristici fixe.

Figura 8.59, c prezintă OCT și generatorul de zgomot. Semnalul sinusoidal generat de OCT cu CI 8038 este modulat cu semnalul v_{o3} de contur și amplificat cu etajul diferențial T1—T2. Frecvența fundamentală este fixată cu $R_A = R_B$ și condensatorul C. Generatorul de zgomot utilizează zgomotul produs de joncțiunea BE a tranzistorului T3, amplificat cu AO4 și filtrat cu FTB $R_7C_3C_4R_8$. Frecvența centrală

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_7R_8C_3C_4}}$$

este reglată cu R_7, iar intensitatea semnalului aleator rezultat (v_{o5}) este reglabilă cu R_9.

În final, semnalele sînt însumate cu AO6 (fig. 8.59, d) și modulate în amplitudine cu ajutorul OTA tip CA 3080. Într-adevăr, curentul de ieșire al OTA este

$$i_0 = g_m v_{o7}/2 = 10(v_{o1} - v_{EB})v_{o7}/R_{10}$$

iar tensiunea

$$v_o = i_0 R_{11} = A(v_{o1}) \cdot v_{o7}$$

va fi modulată în amplitudine, funcție de conturul ADSR. Ea conține componente sinusoidale, aperiodice și de tip zgomot.

8.4.3. CONVERTORUL FRECVENȚĂ–TENSIUNE

Pentru elaborarea unor voci care să evolueze în paralel cu semnalul audio preluat din exterior este necesară emiterea unor semnale conținînd informații asupra sunetelor preluate. Pentru aprecierea înălțimii sunetului preluat se poate folosi un convertor frecvență-tensiune, care furnizează la ieșire semnale de amplitudine proporțională cu frecvența semnalului de intrare. Acestea pot fi utilizate la comanda OCT care va genera sunete diverse, evoluînd la unison sau la intervale fixe sau reglabile cu sunetul primar.

Un astfel de convertor, în variantă analogică, este indicat în figura 8.60. În principiu, se detectează trecerile prin zero ale semnalului recepționat, rezultînd un tren de impulsuri avînd frecvența proporțională cu frecvența acestui semnal. Un circuit de mediere cu condensator va furniza la ieșire tensiuni proporționale cu frecvența impulsurilor de intrare.

Semnalul audio de nivel redus este amplificat cu AO1 (fig. 8.60, a) de circa 100 de ori $(1 + R_2/R_1)$ și limitat cu diodele D la $\pm 1{,}4$ V. Pentru limitarea influenței zgomotelor de fond, circuitul cu AO2 nu este un detector de nul, ci un comparator inversor cu histerezis, reglat în cazul de față la $V_{PH} = 45$ mV și $V_{PL} = 15$ mV dacă $v_2 = 3$ V. Cînd semnalul de intrare v_1 depășește 45 mV, semnalul de la ieșirea AO2 basculează la limita sa inferioară, comandînd monostabilul AO3 care generează un monoimpuls negativ de circa 0,15 ms. Acesta este preluat prin dioda D1 (fig. 8.60, b) de circuitul de mediare PC. În cazul concret din figură tensiunea pe condensator variază cu circa 1 V/kHz. La o frecvență a semnalului de intrare de 500 Hz, tensiunea la bornele condensatorului C este de $-0{,}5$ V. Constanta de timp PC este reglabilă în intervalul 0,007 . . .0,2 s., sunetele cu tonuri înalte impunînd constante mici de timp, iar cele cu tonuri joase, constante mari. Amplificatorul de ieșire are amplificarea reglabilă între 2 și 27. Dacă, de exemplu, $f = 500$ Hz și se fixează $A = 10$, rezultă un semnal de ieșire de -5 V.

8.5. *GENERATORUL DE RITMURI ȘI SECVENȚE MUZICALE*

Un echipament auxiliar tipic al sintetizatoarelor muzicale este generatorul de ritmuri și secvențe muzicale (sequencer). Realizat ca modul de sine stătător sau înglobat în construcția sintetizatorului, el servește la memorarea unor secvențe muzicale și redarea lor în ritmul, tonalitatea și timbrul dorit, comandate de utilizator. Se pot realiza atît analogic, cît și digital, cele din urmă, la aceleași dimensiuni, avînd o capacitate incomparabil mai mare, permițînd memorarea chiar a unor compoziții muzicale extinse și a diverși parametri de sunet, caracteristici pentru numeroase instrumente muzicale cu coarde, de suflat sau percuție.

Generatorul de ritmuri trebuie să memoreze parametrii caracteristici ai sunetelor programate, parametrul principal fiind înălțimea. Sub o formă sau alta, acești parametri trebuie extrași rînd pe rînd, secvențial, din memorie de date și aplicați sub formă de tensiuni sau nivele la intrările blocurilor de comandă ale sintetizatorului, pentru generarea și conturarea sunetelor. Ținînd cont de cele observații, părțile fundamentale ale generatorului de ritmuri și secvențe muzicale vor fi memoria analogică sau digitală, generatorul de tact și blocul formator de semnale de comandă.

În figura 8.61 se prezintă schema bloc a unui circuit generator de secvențe, cu *memorare analogică* a înălțimii sunetelor programate. Ritmul întrepătrunderii este dat de generatorul de tact care comandă de fapt frecvența de citire a datelor din me-

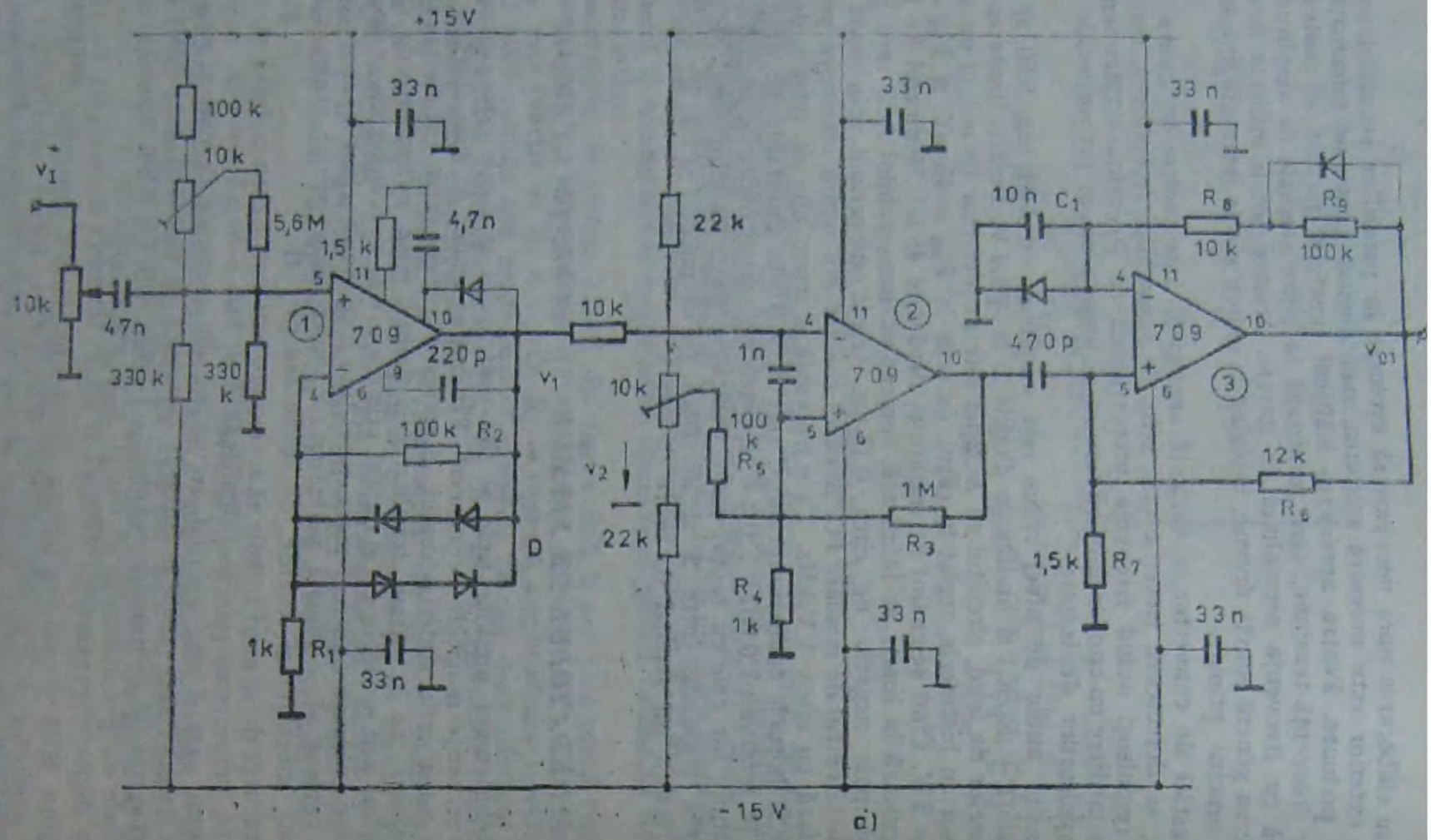


Fig. 8.60 a. Convertor tensiune-frecvență cu AO.

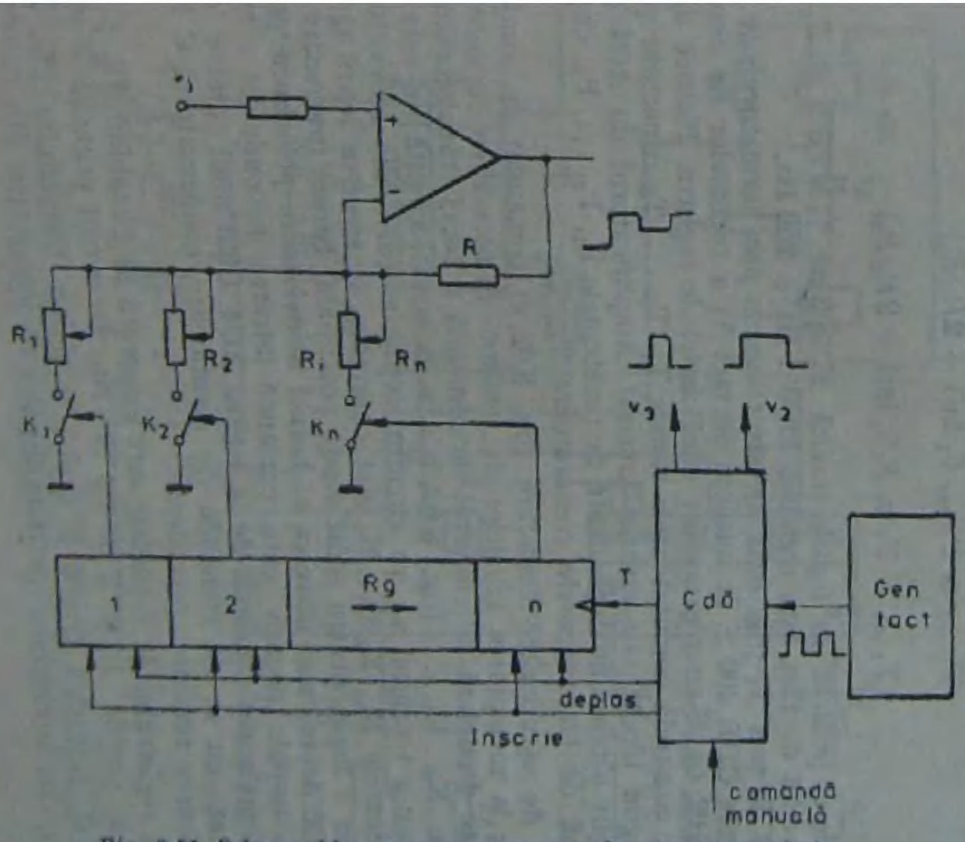


Fig. 8.61. Schema bloc a unui generator de ritmuri muzicale.

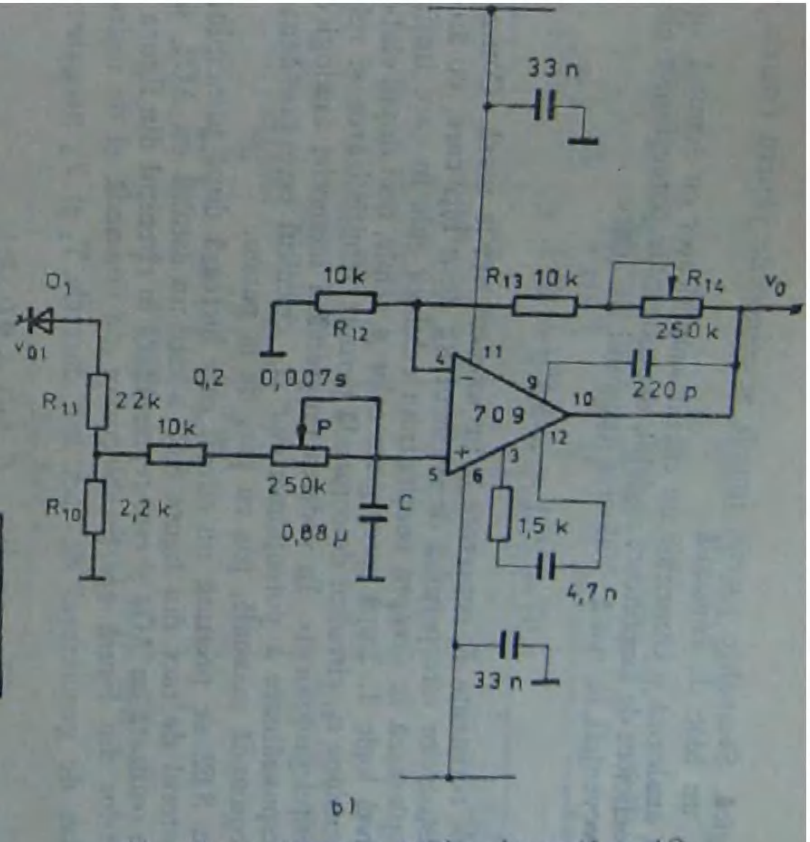


Fig. 8.60. b. Convertor tensiune-frecvență cu AO.

moria analogică. Semnalele poartă, impuls și comenzile pentru citirea datelor sînt elaborate de un bloc de comandă.

Memoria analogică o constituie un circuit amplificator cu semnal de intrare V_I constant și coeficient de amplificare reglabil, dependent de potențiometrele $R_1 \dots R_n$ comutabile secvențial la masă. Valoarea tensiunii de ieșire

$$v_1(i) = V_I(1 + R/R_i),\ i = 1 \dots n$$

este funcție de rezistența R_i conectată la un moment dat la masă. Comutarea consecutivă a rezistoarelor este permisă de registrul Rg de n biți care, cu fiecare impuls de tact T deplasează la dreapta conținutului celulelor sale în care inițial se înscrie un singur nivel logic 1. După parcurgerea celor n celule, deci după elaborarea celor n nivele de tensiune v_1, circuitul de comandă permite reinițializarea și reluarea automată a secvenței programate. În vederea programării memoriei analogice prin poziționarea corespunzătoare a potențiometrelor R_i, circuitul este prevăzut și cu posibilitatea de comandă manuală, pas cu pas, de la panou.

În figura 8.62 se prezintă un circuit care lucrează după principiul expus anterior. Generatorul de tact din figura 8.62, a este un astabil cu AO1, iar memoria analogică este realizată cu AO4 și este reprezentată în circuitul din figura 8.62, b și c. Restul circuitelor din figură aparțin blocurilor de comandă și de ieșire.

Tactul dat de generatorul de tact are duratele T_1 și T_2 neegale:

$$T_{1\,max} \cong P_{9\,max} C_1 \ln(1 + 2R_2/R_3)$$

$$T_{1\,min} = T_2 \cong R_1 C_1 \ln(1 + 2R_2/R_3)$$

În cazul concret indicat în figură rezultă $T_1 = 2$ ms, ..., 1,5 s și $T_2 = 2$ ms, ca urmare, frecvența de tact este reglabilă între 1 Hz și 250 Hz.

Semnalul de tact T_1 (fig. 8.62, a) este transmis prin formatorul de nivele logice T_{10} și porțile CDB 400 E la intrarea de tact T_1 a registrelor de deplasare CDB 495 E (fig. 8.62, b). S-au reprezentat două astfel de registre. Fiecare din ieșirile Q ale registrelor comandă comutatoarele statice T_1, T_2, ..., T_8 conectate pentru funcționare în regim blocat sau saturat inversat. Amplificatorul du AO4 (fig. 8.63, c) livrează la ieșire o tensiune dependentă de rezistențele P_1, P_2, ..., P_8, cuplate consecutiv la masă de tranzistoarele comutatoare T_1, T_2, ..., T_8.

Circuitul de eșantionare-memorare (fig. 8,62, c) comandat de comparatorul cu AO6 servește la memorarea nivelelor de tensiune în secvențele în care ieșirea Q a registrului este decuplată de circuitul de comandă a bazei tranzistorului MOS prin comutatoarele K_1, K_2 ... (fig. 8.62, b). În această secvență nu este programată o nouă valoare a tensiunii v_1, iar circuitul reține valoarea din secvența anterioară. Cînd comutatoarele K_1, K_2, ..., K_8 sînt conectate, la trecerea ieșirii Q corespunzătoare din 0 în 1 logic, pentru scurt timp, potențialul bornei inversoare a comparatorului cu AO6 devine mai mare ca al bornei neinversoare polarizată prin dioda D, rezultînd un impuls negativ care comandă intrarea în conducție a tranzistorului MOS și deci preluarea tensiunii de la ieșirea AO4. Cînd unul dintre comutatoare este deconectat nu se dă comanda de eșantionare, condensatorul C rămînînd încărcat la valoarea tensiunii precedente.

Comanda registrului de deplasare este asigurată de bistabilul JK și de circuitul monostabil cu porțile 1 și 2 de tip Și—Nu. În cursul primelor 7 secvențe $J = \bar{K} = Q_D^6 = 0$, rezultînd $Q = 0$ și $\bar{Q} = 1$ la ieșirea bistabilului JK. Intrarea MC (Mode control) este la nivel 0 și permite deplasarea informației din registru la drea-

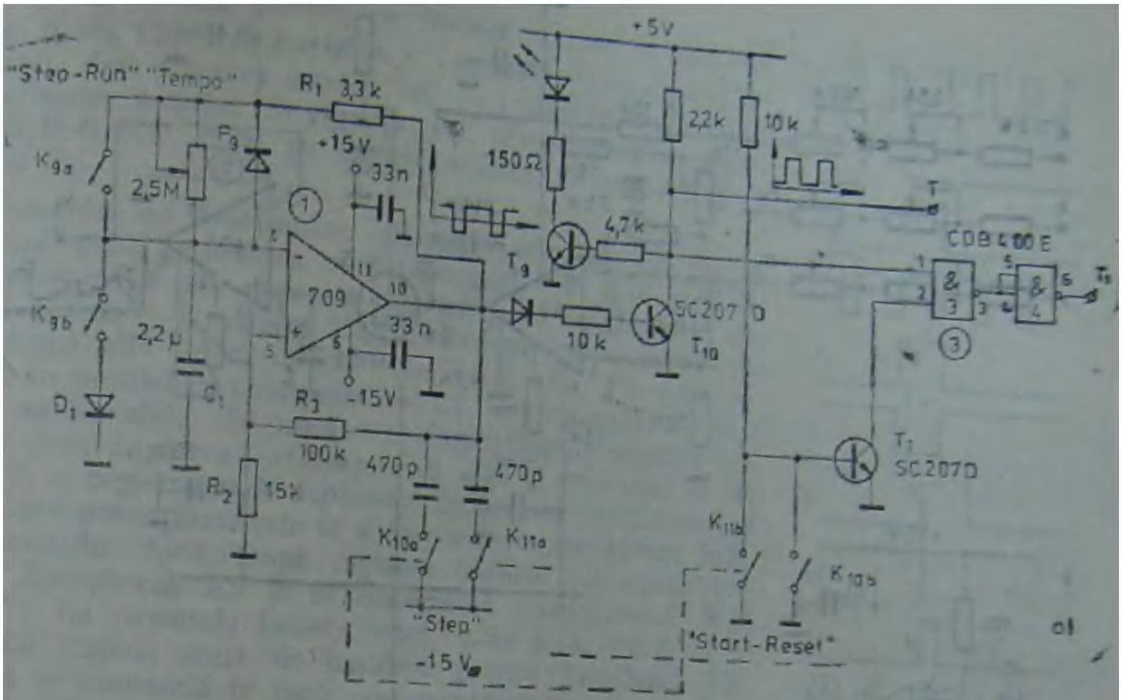


Fig. 8,62. a

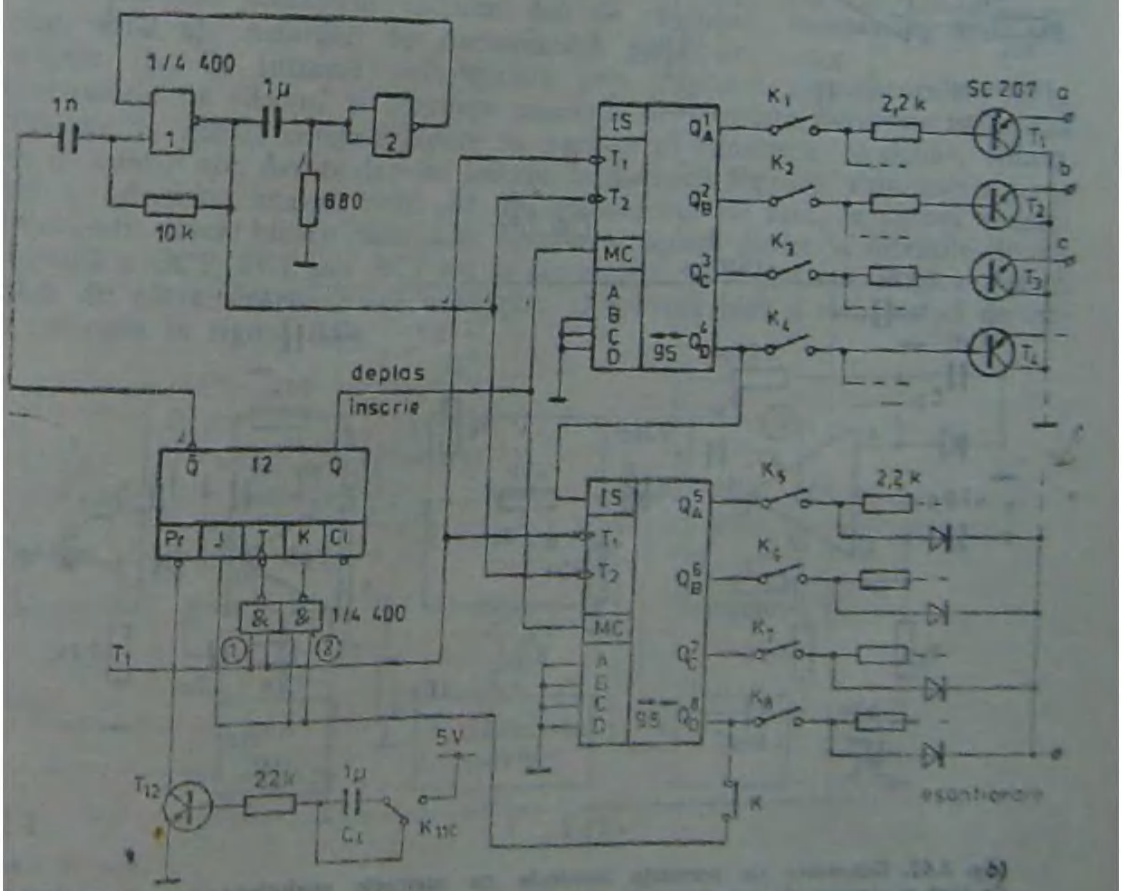


Fig. 8,62. b

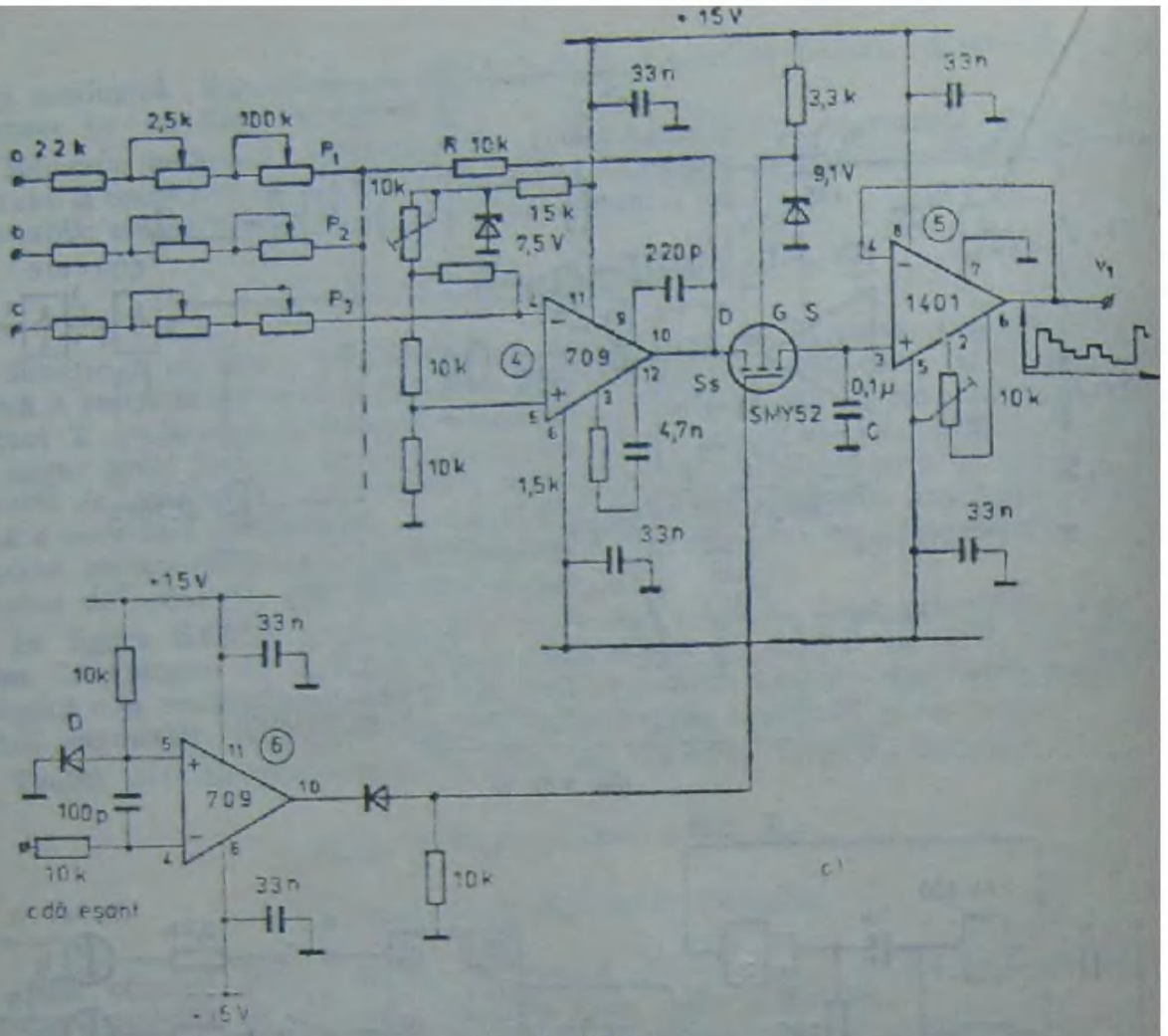


Fig. 8.62. c

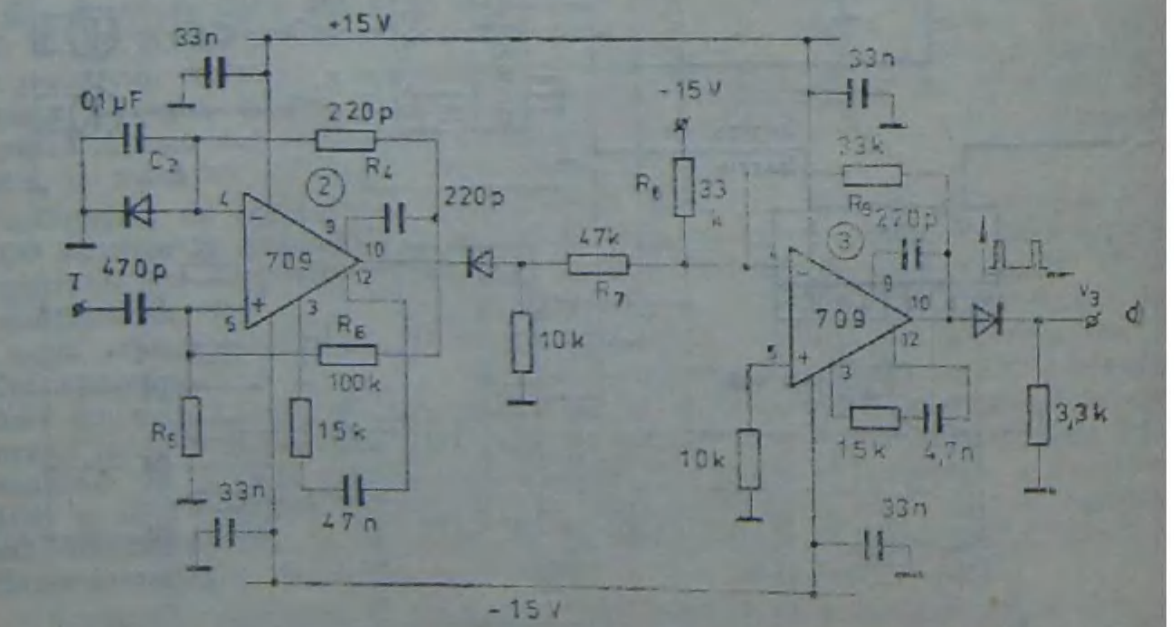


Fig. 8.62. Generator de secvențe muzicale cu memorie analogică: a — generatorul de tact și circuite de adaptare; b — registru de deplasare, c — amplificator și circuit de memorare; d — formarea impulsurilor v_3

ta, de la Q_c^1 la Q_b^2, ş.a.m.d. pe frontul negativ al tactului T_1 (fig. 8.63). Cînd Q_D^8 trece în 1, comandă comutarea bistabilului, deci trecerea intrării MC în 1 logic şi cu aceasta reiniţializarea ciclului de funcţionare prin înscrierea datelor 1, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, pe frontul negativ al impulsului la intrarea T_2.

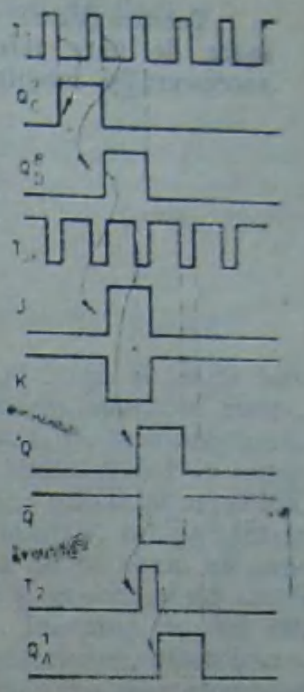


Fig. 8.63. Cronograme corespunzătoare figurii 8.62.

Comanda de funcţionare automată sau pas cu pas se realizează prin acţionarea comutatoarelor K9, K10 şi K11. Comutatorul K9 este decuplat în poziţia de funcţionare automată („Run") şi cuplat cînd se doreşte comanda pas cu pas a registrului de deplasare. În acest caz, D1 este conectată în paralel cu condensatorul C1, iar circuitul cu AO1 devine monostabil, elaborînd un singur impuls negativ comandat prin cuplarea comutatorului K10 şi transmis la intrarea T_1 a registrului de deplasare. În această poziţie se pot regla toate potenţiometrele la valoarea corespunzătoare înălţimii sunetului dorit. După reglarea tuturor potenţiometrelor se decuplează K9 şi se conectează comutatorul K11 („Start"). La comanda tastei „Start" prin $K11_c$ (fig. 8.62, b) se dă un impuls scurt de înscriere pentru bistabilul JK, astfel că se comandă în mod corespunzător înscrierea datelor. Prin $K11_b$ este validată funcţionarea porţii 3 de tip Şi—Nu care permite transferul tactului dat de circuitul astabil (fig. 8.62, a). Astabilul se sincronizează printr-un impuls negtiv dat la intrarea neinversoare prin cuplarea comutatorului $K11_a$.

Generatoarele de ritmuri şi secvenţe muzicale în variante numerice utilizează date codificate în binar, corspunzătoare la parametrii sunetului: înălţime, volum, parametrii de contur etc. Aceste date se înscriu în memorii digitale. Prin parcurgerea secvenţială a adreselor într-un ritm dat de generatorul de tact, la ieşirea memoriei apar succesiv datele binare codificate. Acestea se aplică direct la intrările de comandă digitală a OCT, FCT sau ACT ori se convertesc în semnale analogice pentru a se utiliza de către sintetizatoare analogice. O schemă bloc a unui astfel de circuit este indicată în figura 8.64.

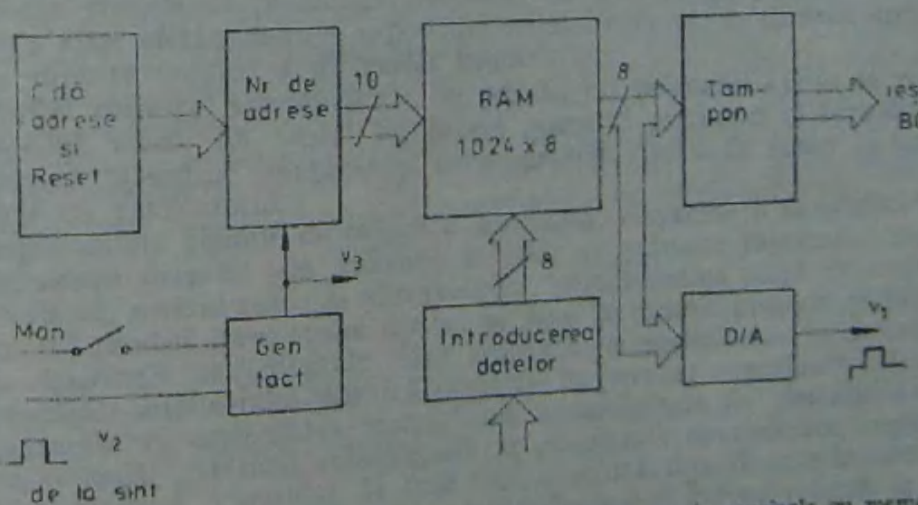


Fig. 8.64. Schema bloc a unui generator de ritmuri şi secvenţe muzicale cu memorie RAM.

Tehnica VLSI a permis integrarea în circuite specializate a unui număr foarte mare de date referitoare la parametrii de sunet și la selectarea lor, în ritmuri succesiuni și moduri deosebit de variate.

9. PRELUCRAREA DIGITALĂ A SEMNALULUI AUDIO

Dezvoltarea tehnologiilor integrate, crearea de CI la scară largă și foarte largă de mare complexitate și viteze superioare de prelucrare au permis aplicarea metodelor numerice și în tehnica sunetului, în toate ramurile sale, de la înregistrare, prelucrare și memorare, la transmisia și reproducerea semnalelor audio. Avînd un avantaj net față de metodele analogice în ce privește calitatea și precizia sunetului reprodus, precum și flexibilitatea și multitudinea metodelor de prelucrare posibile, echipamentele audiodigitale se vor extinde în viitor tot mai mult, fiind încă de pe acum un concurent serios al celor analogice. Încă din anii '70 s-au realizat și experimentat astfel de echipamente destinate instalațiilor profesionale de studio. Începînd cu anii '80, tehnica numerică a pătruns și în producția de masă prin magnetofoane, casetofoane, sisteme de citire a discului compact și în special prin casetoscoape sau magnetoscoape digitale. Datorită unor dificultăți de ordin tehnic și economic existente încă, deși prezintă performanțe net superioare, acestea nu s-au impus în fața concurentelor lor analogice, al căror preț este deocamdată mult mai accesibil.

Echipamentele digitale de înregistrare a sunetului preiau semnalul de la sursa sonoră sub formă analogică și îl transformă în semnal digital, conform unui anumit sistem de codificare. Semnalul se înregistrează sub această formă pe benzi sau pe discuri și poate fi transmis prin căi de comunicație digitală. Echipamentele de redare a sunetului preiau informația digitală înregistrată, sau transmisă prin radio, o decodifică și o convertesc în semnal analogic care se poate aplica unui etaj final audio de mare performanță. În studiourile de înregistrare se execută prelucrări suplimentare asupra semnalului audio digital, înainte de înregistrarea finală. Operațiile de redactare și montaj pot fi comandate cu calculatorul, al cărui program cuprinde toate etapele de prelucrare necesară, ca de exemplu, introducerea reverberației sau a altor efecte, mărirea raportului semnal-zgomot, egalizarea spectrelor, mixarea cu diferite ponderi a diverselor semnale etc.

Utilizînd principii asemănătoare, în paralel cu semnalul audio se poate digitaliza semnalul video. La rîndul lui acesta poate fi prelucrat și transformat în diverse moduri, operațiile complexe și nenumăratele efecte de sunet și imagine fiind comandate cu calculatorul.

Echipamentele digitale de redare a sunetului, respectiv a sunetului și imaginii, au performanțe deosebit de ridicate în ceea ce privește raportul semnal-zgomot, gama dinamică, nivelul redus al distorsiunilor, caracteristica plată de frecvențe. Multiplicarea informației înregistrate digital se face cu multă precizie și fără pierderea calității. Aparatele audiodigitale sînt utilizate la audiții de înaltă calitate, acolo unde pretențiile auditoriului justifică prețurile în prezent superioare celor analogice.

Construcția și exploatarea instalațiilor audiodigitale de decodificare și redare presupun o bază materială substanțială și cunoștințe specializate, superioare celor la nivel de amatori. Capitolul de față face o scurtă introducere în acest domeniu, prezentînd cîteva principii utilizate în tehnica digitală și făcînd referiri la performanțele unor echipamente de redare existente pînă în prezent.

9.1. *CONVERSIA ANALOG–DIGITALĂ A SEMNALULUI AUDIO*

Semnalul analogic preluat prin microfon de la sursa sonoră trebuie transformat într-o succesiune corespunzătoare de date binare, capabile să reproducă evoluția semnalului primar. Posibilitățile de conversie sînt numeroase, principalele variante se bazează însă pe cele două sisteme fundamentale de codificare: cu *modularea impulsurilor în cod (MIC)* și *modularea delta (MD)* a semnalului.

9.1.1. MODULAREA IMPULSURILOR ÎN COD

Schema bloc a unui sistem stereofonic cu modularea impulsurilor în cod (MIC) este indicată în figura 9.1. Conversia semnalului analogic în semnal digital utilizînd sistemul de conversie cu MIC presupune parcurgerea etapelor fundamentale de prelucrare: *eșantionare, cuantizare* și *codare*.

Semnalul continuu v_1 preluat prin microfon de la sursa sonoră este transformat prin *eșantionare* într-un semnal discret, reprezentat prin secvențe de numere. Semnalul eșantionat reprezintă secvențe de impulsuri (eșantioane), avînd amplitudinea egală cu amplitudinea semnalului continuu, la momente discrete de timp. Procesul de eșantionare este periodic, avînd perioada T. Valoarea fiecărui eșantion este memorată între două momente de eșantionare. Circuitul care realizează aceste operații se numește circuit de *eșantionare-memorare (E — M)* (fig. 9.1) iar semnalul rezultat la ieșirea acestui circuit (v_2) apare sub formă de trepte, așa ca în figura 9.2, a. Schema de principiu a unui circuit E—M este dată în figura 8.51, a. Semnalul v_2 aproximează semnalul v_1 cu atît mai bine, cu cît perioada de eșantionare este mai mică.

Prin *cuantizare*, se atribuie fiecărui eșantion o valoare discretă, aleasă dintr-o mulțime *finită* de valori. Astfel, domeniul de variație a semnalului audio este împărțit într-un număr întreg de intervale, numite *intervale de cuantizare*, iar valorile eșantioanelor memorate sînt rotunjite în plus sau în minus pînă la cel mai apropiat *nivel de cuantizare*. De exemplu, dacă domeniul de 0 ... 7 V este împărțit în 7 intervale, rezultă nivelele de cuantizare 0, 1, ..., 7. Oricărui eșantion avînd amplitudinea cuprinsă între 0 și 0,5 V i se atribuie nivelul 0, eșantioanelor de amplitudine cuprinsă între 0,5 și 1,5 V li se atribuie nivelul 1, ș.a.m.d. Cu cît numărul de nivele de cuantizare este mai mare, eroarea de aproximare (fig. 9.2, c) este mai mică. În tehnica audiodigitală se utilizează cuantizarea cu 2^8, 2^{14} sau 2^{16} nivele.

Codarea este operația prin care se atribuie fiecărei valori a semnalului cuantizat, un cuvînt de cod, adică un set de numere binare, conform unui anumit cod. În figura 9.2, a s-au reprezentat primele 6 nivele de cuantizare, în codul binar natural, reprezentat prin trei biți, de la 000, la 101. Semnalul cuantizat are nivelele 0, 2, 3, 4, 4, ... iar semnalul codificat în binar-natural va fi reprezentat de numerele

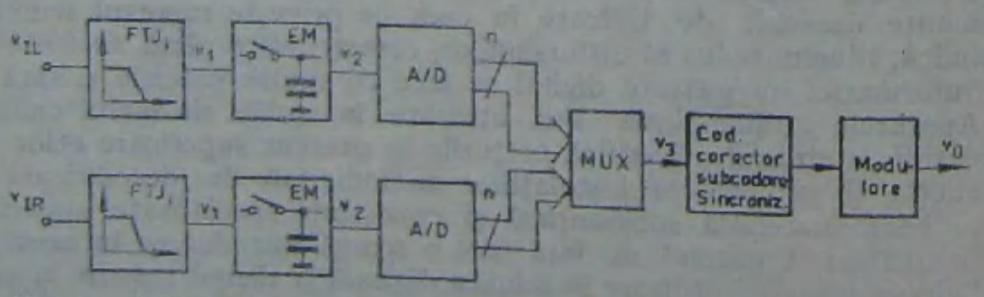


Fig. 9.1. Schema bloc a sistemului audio cu modularea impulsurilor în cod.

binare 000, 010, 011, 100, 100, ... Cuantizarea cu 2^8, 2^{14} sau 2^{16} nivele, presupune codarea cu cuvinte de cod conținînd 8, 14, respectiv 16 biți.

În schema bloc din figura 9.1, operațiile de cuantizare și codare în cod binar natural sînt realizate de convertorul analog-digital (A/D), pe fiecare canal stereo. Acesta furnizează la ieșire, în fiecare perioadă T, cei n biți (8, 14 sau 16) ai semnalului codificat în binar. Semnalul „paralel" este transformat apoi în semnal „serie" cu ajutorul multiplexorului (MUX), care transferă rînd pe rînd, bit cu bit, semnalele binare de pe cele două canale de sunet. În figura 9.2, b este exemplificată transmisia serie a semnalului codificat, avînd secvențele 000, 010, 011, 100, ...

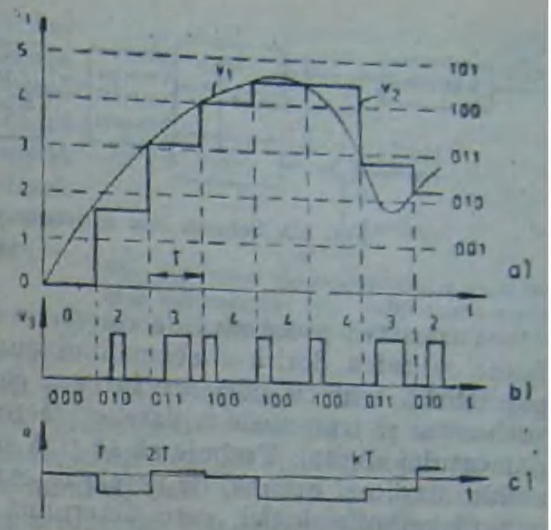


Fig. 9.2. Diagrame de semnal corespunzătoare sistemului cu MIC: a — semnal v_1 analogic și semnal v_2, la ieșirea circuitului E—M; b — semnal serie, cuantizat și codificat în binar; c — erori de cuantizare.

În continuare secvențele binare corespunzătoare semnalului codificat se *regrupează și „rearanjează"*, atașîndu-li-se totodată și un număr de *biți suplimentari* necesari pentru detectarea și corectarea erorilor care pot apare la transmiterea și citirea datelor. Rezultă noi cuvinte de cod, corespunzătoare *codului corector de erori* utilizat. Posibilitatea corectării erorilor reprezintă una din trăsăturile principale care imprimă superioritatea sistemului digital față de cel analogic.

Pentru a se permite sistemelor de redare preluarea unor comenzi suplimentare referitoare la ordinea de citire a pasajelor înregistrate, repetarea secvențelor preferate, afișarea unor date privitoare la conținutul înregistrării sau a timpului de execuție, sînt prevăzute informații suplimentare de comandă și afișaj care se codifică de obicei într-un bloc separat, numit *bloc de subcodare*. Informația subcodată se atașează la cuvîntul de cod al semnalului.

În final, semnalul suferă o nouă transformare, *modularea de canal* care adaptează caracteristicile datelor sursei de semnal cu cele ale canalului de înregistrare sau de comunicație. Sub această formă este înregistrat pe disc sau bandă magnetică ori este radiodifuzat. De exemplu, pentru înregistrarea sunetului însoțitor în televiziunea digitală pe bandă magnetică, formatul cuvîntului după modulația de canal cuprinde în total 360 de biți, din care 128 proveniți din eșantionarea semnalului, 64 sînt pentru corecția erorilor, 144 pentru formarea codului de canal, iar 24 sînt pentru identificare, dirijare și sincronizare. La unele sisteme de înregistrare pe discul compact, formatul cuvîntului modulat conține 588 de biți, din care 366 corespund unui grup de eșantioane de semnal, 112 biți sînt pentru corecția erorilor, 24 pentru sincronizare, 14 pentru comandă și afișaj, iar 102 servesc la formarea codului de canal.

La redare se parcurge un procedeu invers, conform schemei bloc din figura 9.3. Semnalul recepționat sau citit de pe bandă sau disc *se demodulează*, extrăgîndu-se cuvintele de cod ale informației utile (sau subcodate corespunzătoare comenzilor și afișajului) se corectează erorile de citire sau transmisie și se *decodifică*, extrăgîndu-se informația utilă din formatul cuvîntului codat cu codul corector. Se procedează apoi la filtrarea zgomotelor și separarea celor două semnale stereo. După *conversia digital-analogică* (D/A), semnalul se filtrează de componentele de înaltă frecvență introduse prin eșantionare, iar apoi se aplică amplificatorului final.

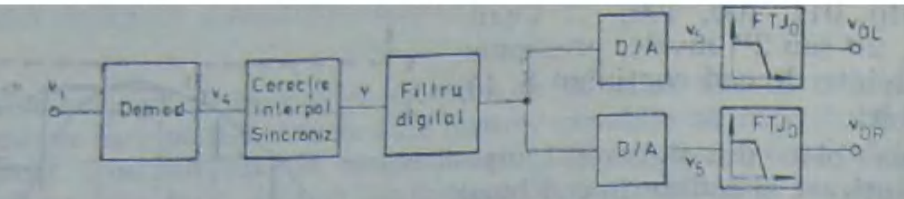


Fig. 9.3. Schema bloc a sistemului audio de redare a semnalelor modulate în cod.

Parametrii procesului de conversie analog-digitală se aleg astfel încît să se realizeze calitatea dorită a semnalului audio reprodus, în condițiile unor anumite disponibilități tehnice existente în ceea ce privește capacitatea de stocare și viteza de prelucrare și transmisie a datelor, factori care influențează considerabil prețul echipamentului digital. Trebuie să se țină seama atît de proprietățile statistice ale semnalului audio și anume, de corelația existentă între elementele sale vecine, cît și de factorii psihofiziologici, care determină gradul de percepție a unor componente de semnal în funcție de parametrii și condițiile în care evoluează.

Pentru ca semnalul util să poată fi reconstituit din eșantioanele sale, momentele de testare trebuie să fie suficient de apropiate. În acest sens, se respectă *teorema eșantionării* care prevede alegerea unei frecvențe de eșantionare f_E, cel puțin de două ori mai mare decît frecvența maximă f_M din spectrul semnalului analogic. Spectrul semnalului eșantionat v_2 conține o succesiune de spectre ecou, corespunzătoare spectrului inițial (fig. 9.4). Condiția $f_E \geqslant 2f_M$ evită suprapunerea spectrelor ecou și dă posibilitatea extragerii semnalului continuu din cel eșantionat cu ajutorul unui FTJ, care reține componentele din spectrul fundamental. Pentru evitarea apariției distorsiunilor de aliere datorate suprapunerii spectrelor ecou în cazul unei frecvențe de eșantionare sub limita admisă spectrul semnalului de intrare se va limita cu un FTJ plasat înaintea circuitului de eșantionare-memorare, (fig. 9.1, a-pare notat FTJ$_a$).

Mărirea frecvenței de eșantionare conduce la îndepărtarea poziției spectrelor ecou ușurînd rolul FTJ de ieșire (FTJ$_e$ în fig. 9.3), care nu trebuie să aibă panta prea abruptă, condiții care favorizează regimul tranzitoriu și reduce complexitatea circuitului. În schimb se mărește considerabil viteza necesară de prelucrare a datelor binare și capacitatea de stocare, toate acestea influențînd negativ prețul de cost. În plus, începînd cu anumite valori ale frecvenței f_E, efectul calitativ nu mai este sesizat de ureche. Micșorarea frecvenței de eșantionare pînă la limita inferioară $2f_M$ este din nou neeconomică datorită măririi complexității filtrelor analogice și digitale. Panta foarte abruptă a FTJ de ieșire în paralel cu o bandă plată sînt cerințe care scumpesc circuitul și conduc la supracreșteri mari în regimul tranzitoriu, evitate prin configurații speciale mult mai complicate față de ale unui filtru uzual. Ca urmare, s-a adoptat raportul de 2,2 între frecvența de eșantionare și frecvența maximă din spectrul semnalului audio prelucrat. De exemplu, la sistemele Philips și Sony de înregistrare pe discul compact, FTJ limitează banda semnalului de intrare la 20 kHz, iar $f_E = 44{,}1$ kHz. La semnalul audio însoțitor în televiziunea digitală frecvența de eșantionare este corelată cu frecvența de eșantionare a semnalului de luminanță, fiind de 48 kHz, submultiplu al acesteia din urmă.

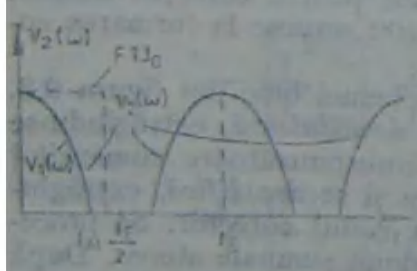


Fig. 9.4. Spectrele semnalelor analogice v_1 și eșantionate v_2.

Foarte importantă pentru precizia prelucrării apare *alegerea numărului de nivele de cuantizare*. Utilizînd un convertor A/D de n biți, rezultă 2^n nivele

de cuantizare și $2^n - 1$ intervale de cuantizare. *Eroarea de cuantizare* definită ca diferența între valoarea reală $v_1(iT)$ a semnalului eșantionat și valoarea cuantizată $v_1^*(kT)$, în cazul cuantizării prin rotunjire, este cel mult egală cu jumătatea intervalului de cuantizare. Dacă nivelul semnalului este suficient de ridicat, secvențele de eror de cuantizare $e(kT)$ (fig. 9.2, c):

$$e(kT) = v_1(kT) - v_1^*(kT)$$

pot fi echivalate cu un zgomot alb numit zgomot de cuantizare necorelat cu semnalul util (fig. 9.5). Se poate arăta că, atît gama dinamică, cît și raportul semnal-zgomot sînt proporționale cu $6n$ dB, n fiind numărul de biți ai convertorului A/D. Ca urmare, creșterea cuvîntului binar cu 1 bit, contribuie cu 6 dB la creșterea raportului semnal-zgomot (S/N) și, în egală măsură, la creșterea gamei dinamice. Stabilirea numărului de biți ai convertorului A/D se face în concordanță cu acești parametri.

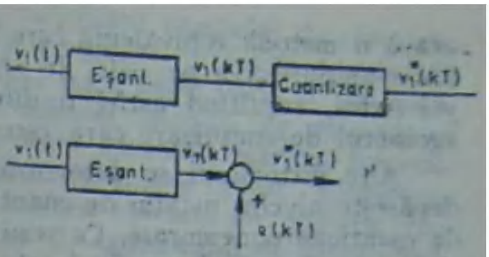


Fig. 9.5. Erori de cuantizare: a — schemă bloc echivalentă; b — echivalarea erorilor de cuantizare cu un zgomot de cuantizare.

Gama dinamică a organului auditiv uman poate atinge 130 dB, în condiții obișnuite domeniul util fiind însă de circa 90 dB, deoarece sunetele prea slabe sînt mascate de zgomotul de fond, iar cele puternice produc senzații neplăcute urechii, pînă la limita de durere. În sălile de concert dinamica semnalului poate atinge 110 dB iar zgomotul de fond la frecvențe înalte nu depășește 20 dB. Rezultă că pentru preluarea fără distorsiuni a acestor programe este necesară asigurarea unei game dinamice a echipamentului de înregistrare și redare de circa 90 dB. Dacă semnalul sonor provine însă de la înregistrări analogice, care sînt mai puțin performante, gama dinamică poate fi mult mai redusă. De exemplu, pentru magnetofoanele de studio se cer 75 dB. Pentru realizarea unei game dinamice de 90 dB cuantizarea trebuie să se facă cu cel puțin 15 biți. Dacă spectrul semnalului se limitează la 17,5 kHz, iar frecvența de eșantionare se alege de 35 kHz, rezultă pentru convertorul A/D o rezoluție de $10\ V/2^{15} \cong 300\ \mu V$ și un timp de conversie necesar mai mic decît $1/(35 \cdot 10^3 \cdot 15) \cong 2\ \mu s$, cerințe extrem de performante.

Zgomotele de cuantizare sînt direct dependente de intervalul de cuantizare. Utilizînd o conversie cu 16 biți rezultă zgomote în general nesesizate de ureche. Trebuie avut în vedere că un convertor de 16 biți este de circa 100 de ori mai scump decît unul de 12 biți.

Distorsiuni datorate zgomotelor de cuantizare pot apare la nivele mici ale semnalului util, comparabile cu intervalul de cuantizare, mai ales dacă frecvența acestor componente este apropiată de limita superioară din banda de trecere. Erorile de cuantizare pierd caracterul de semnal aleator și apar ca semnale periodice nedorite, *corelate* cu semnalul util (fig. 9.6) și avînd ca rezultantă un semnal puternic distorsionat care poate fi neplăcut sesizat de ascultător. Aceste distorsiuni se pot evita alegînd limita intervalului de cuantizare sub pragul de audibilitate sau suprapunînd un zgomot aleator suplimentar care imprimă acest caracter întregului zgomot de cuantizare. În cazul cuantizării cu 8 sau 14 biți se folosește mai frecvent cuantizarea neliniară, cu intervale mici de cuantizare pentru nivele mici de semnal și intervale mari la nivele mari ale semnalului. De cele mai multe ori se utili-

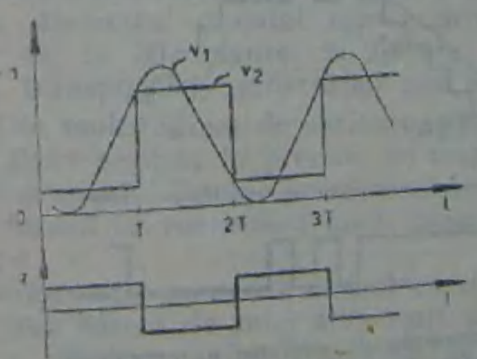


Fig. 9.6. Zgomot de cuantizare în cazul semnalelor mici.

zează o metodă echivalentă care lasă pasul de cuantizare constant, dar modifică neliniar amplificarea pe cale de semnal, amplificîndu-se mai mult semnalele de nivel redus, rezultînd astfel o diferență clară între amplitudinea semnalului util și zgomotul de cuantizare care este independent de nivelul semnalului.

Alte distorsiuni se datorează unor componente armonice a căror amplitudine depășește nivelul maxim de cuantizare sau saturează AO din componenta circuitului de eșantionare-memorare. Ca rezultat apar armonici suplimentare de înaltă frecvență, cele mai periculoase fiind cele apropiate de frecvența de eșantionare f_E, procesul de prelucrare avînd ca rezultat apariția unor componente de frecvență joasă, interferînd cu semnalul util. Aceste distorsiuni sînt sesizate sub forma unui ciripit și trebuie evitate prin limitarea nivelului semnalului util cu circa 3 dB sub nivelul maxim de cuantizare. Frecvent se utilizează compresia gamei dinamice a semnalului de intrare analogic trecîndu-l printr-un bloc de prelucrare logaritmică.

9.1.2. MODULAREA DELTA

În sistemul de codificare cu modulare delta (MD) se urmărește reducerea numărului de biți pe eșantion. Codificînd doar semnul diferenței valorii reale a semnalului la intervale discrete de timp față de o valoare estimată, rezultă doar două cuvinte de cod, exprimate prin 0 și 1, după cum eșantionul semnalului de intrare are valoarea mai mică sau mai mare decît semnalul estimat. Rezultă o secvență de numere binare care dau informații asupra evoluției semnalului primar. Schema bloc a circuitului cu MD este indicată în figura 9.7, iar diagrama sa de semnale în figura 9.8. La redare, aplicînd același procedeu de estimare se reface forma aproximativă a semnalului primar. Procedeul este mult mai puțin costisitor decît codarea cu MIC deoarece nu necesită prea multe operații intermediare: filtrarea la intrare, eșantionarea-memorarea, iar rezultatul, cuvîntul codat doar cu doi biți, apare direct sub formă serie. Posibilitățile de urmărire ale variației semnalului sînt însă limitate, mai ales dacă eșantionarea nu se face cu frecvențe foarte mari (tipic 650 kHz). Erorile de cuantizare sînt mai mari, iar raportul semnal-zgomot mai mic (tipic 65 dB). Codificarea cu MIC permite prelucrarea a 65536 valori discrete cu o precizie de 99,99%, în timp ce sistemul MD relizează o precizie de 95%.

În cazul cel mai simplu, cînd frecvența de discretizare este suficient de mare, convertoarele A/D cu modulare delta (cu urmărire) pot utiliza o lege de estimare simplă, cu pași de estimare Δ constanți (fig. 9.8). Zgomotele de cuantizare sînt în ge-

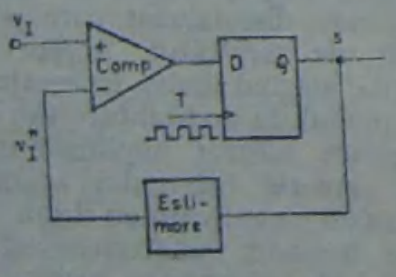


Fig. 9.7. Schema bloc a sistemului de conversie cu modularea delta a semnalului.

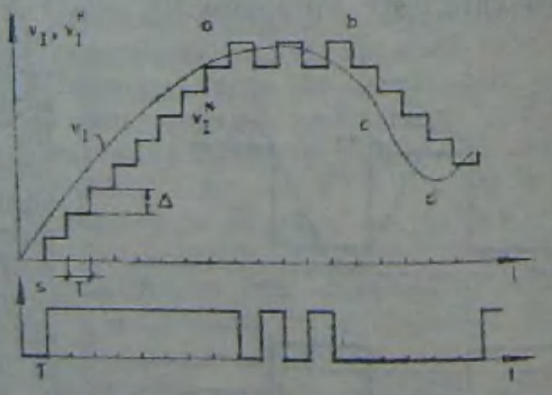


Fig. 9.8. Exemplu de evoluție a semnalelor sistemului cu modulare delta.

neral de două tipuri: de suprapantă datorită imposibilității urmăririi de către estimator a variațiilor prea rapide ale semnalului și granulare, în limita pasului de estimare Δ, care apar cînd panta semnalului este mai mică decît variația estimată. Cele două cazuri se pot urmări în figura 9.8. Prin mărirea pasului de estimare se micșorează zgomotul de suprapantă, dar crește zgomotul granular. Mărirea frecvenței de discretizare permite o creștere a vitezei semnalului în același raport. Micșorarea pasului Δ în vederea reducerii zgomotului granular trebuie corelată cu mărirea frecvenței ($f = 1/T$) pentru asigurarea unor valori reduse ale zgomotului de suprapantă.

Pentru mărirea preciziei de prelucrare se folosesc *sistemele adaptive cu modulare delta*, care își modifică pasul de cuantizare în funcție de panta semnalului. La pante mari Δ crește, micșorîndu-se apoi la pante mici. Îmbunătățirea calității conversiei se poate obține complicînd legea de estimare, care se alege funcție de cîteva estimate precedente. Experimentele au indicat o mărire a raportului semnal-zgomot cu 8 dB, dacă s-a ținut cont de 6 estimate precedente. Numărul acestor valori trebuie să ia în considerare raportul între frecvența semnalului și frecvența de discretizare.

În aplicațiile audio sistemele care utilizează MD sînt deocamdată mai puțin răspîndite decît cele cu MIC, dar sînt în fază de cercetare și continuă perfecționare.

9.2. *SISTEME AUDIO DIGITALE*

Pentru redarea sunetului memorat sau recepționat în cod numeric sînt necesare operații de decodificare și conversie sub formă analogică, după care semnalul poate fi reprodus prin intermediul amplificatoarelor de putere analogice. Echipamentele de decodificare sînt bazate pe circuite larg și foarte larg integrate, specializate pentru operațiile necesare: demodulare, corecție de erori, filtrare digitală, conversie D/A etc. În cele ce urmează se vor prezenta cîteva principii de realizare a acestor echipamente, fără a intra în detalii constructive care necesită cunoștințe suplimentare, de strictă specialitate.

9.2.1. SISTEM DE REDARE A SEMNALULUI AUDIO ÎNREGISTRAT PE DISCUL COMPACT

Există deja multiple încercări și variante de memorare a informației digitale pe discuri. Citirea se poate face cu laser sau mecanic, blocul lector se poate deplasa cu servomotor sau galvanometric, iar discul, înregistrat pe o față sau pe ambele, se rotește într-un singur sens, în ambele sensuri sau este staționar. La diverse sisteme, diametrul discului este cuprins între 115 și 303 mm iar audierea lui poate dura de la 30 minute, la 2,5 ore. Suprafețele sînt protejate sau nu contra prafului, transpirației, zgîrieturilor sau murdăririi.

Din multitudinea de variante existente s-a impus sistemul cu *disc compact* (Compact Disc) realizat în prezent de toate firmele cu renume, care construiesc aparate audio-muzicale. Printre acestea se numără și firma cehoslovacă Supraphon. În cele ce urmează se vor indica unele caracteristici ale acestui sistem, furnizate de firma Philips.

Informația numerică codată cu sistemul MIC este memorată pe discul compact (DC) sub formă de mici adîncituri și zone netede, dispuse în spirală pe o singură față a discului, avînd diametrul de 12 cm. Citirea se face cu rază laser condusă

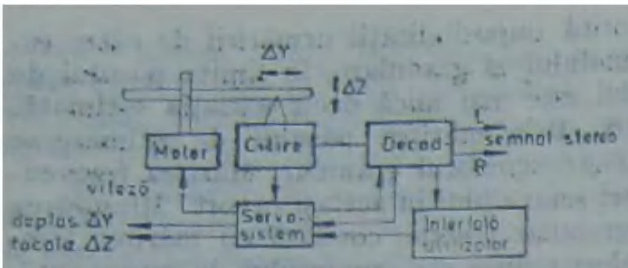


Fig. 9.9. Schema bloc a echipamentului de redare cu disc compact.

radial cu un braț comandat de un servomotor, de la interior spre exteriorul discului (fig. 9.9). În timpul citirii, adîncăturile dispersează lumina, pe cînd zonele netede o reflectă, dirijînd-o spre un fotodetector. Viteza de citire este de 4,3 Mbit/s, iar frecvența de eșantionare 44,1 kHz. Deplasarea razei, decodarea informației citite și rotația discului sînt comandate cu un generator central de tact. Citirea poate fi programată de către utilizator pentru redarea la alegere și în ordinea preferată a diverselor pasaje înregistrate pe disc. Se afișează durata interpretării sau timpul rămas pînă la epuizarea programului muzical, poziția razei laser pe disc, titlul melodiei și numele compozitorului. Se poate comanda cuplarea automată a circuitelor corectoare de ton, sau realizarea funcțiilor de căutare rapidă și repetare a unor pasaje preferate.

Discul este inuzabil, incasabil și insensibil la praf și transpirație. Audiția nu este tulburată de nici un zgomot de suprafață pentru că citirea se face optic, cu rază laser fără contact material cu discul, care nu este supus la deformări sau uzură mecanică. Orice fluctuație datorită sistemului mecanic de antrenare este înlăturată de decodor, care resincronizează datele cu o frecvență ultrastabilă dată de un generator cu cuarț. Sistemul lucrează și în medii cu vibrații, funcționînd bine în autovehicule. Răspunsul la frecvență este plat în gama 20 Hz — 20 kHz. Raportul semnal-zgomot și gama dinamică depășesc 90 dB, iar separarea între cele două canale este totală, pentru că datele sînt complet independente. Creșterea dinamicii peste 90 dB permite redarea fidelă a reliefului sonor, în cele mai mici detalii, de la sunetele grave și foarte puternice, la cele mai înalte, abia auzite. Distorsiunile nu depășesc 0,01% iar audiția este de o puritate perfectă.

Spre exemplificare, în tabelul 9.1 se prezintă comparativ performanțele DC (d = 12 cm) față de cel al discului analogic LP (d = 30,46 cm).

Circuitul de decodificare a semnalului înregistrat pe discul compact este realizat în funcție de codurile utilizate la înregistrare. În cazul sistemului descris, pentru *corecția erorilor* se folosește codul CIRC (Cross Interleave Reed—Solomon Code) bazat pe biți de paritate și pe transpunerea eșantioanelor audio. În figura 9.10 se prezintă un exemplu privitor la utilizarea transpoziției eșantioanelor înregistrate. În coloana din stînga este redat fenomenul apariției unor erori la citirea de pe disc care a omis eșantioanele 5,6 și 7, iar semnalul memorat în ordinea firească a eșantionării este puternic distorsionat după decodificare datorită absenței acestor eșantioane. În coloana din dreapta este redat același fenomen, dar eșantioanele au fost memorate prin transpoziție, evitîndu-se alăturarea unui grup de eșantioane vecine. După citire, erorile datorate absenței eșantioanelor nevecine 4, 7 și 2 pot fi corectate ușor prin interpolare. Prin utilizarea codului CIRC se permite pierderea la citire pînă la circa 12000 de biți succesivi ocupînd pe placă un traseu de 8,5 mm, putîndu-se recupera prin interpolare.

Tabelul 9.1

	DC	LP
Bandă de frecv.	20 Hz—20 kHz	30 Hz—20 kHz
Gamă dinamică	>90 dB	<55 dB (1 kHz)
S/N	>90 dB	60 dB
Separare canale	>90 dB	25...35 dB
Dist. armonice	<0,01%	0,2%
Fluctuații viteză	—	0,03%
Timp audiție	60 min	20 min/față

Pentru *modularea de canal* se folosește *codul 8/14* (Eight to Fourteen Modulation — EFM). *Necesitatea codului de canal* rezultă datorită formei nepotrivite a secvențelor de date binare după codarea semnalului util cu codul corector de erori. Formatul, numit fără trecere prin zero NRZ (Non Return to Zero) cuprinde serii de 1 și serii de 0 de lungimi oarecare, fără nici o restricție. Din succesiunea de date existente sub această formă, la redare nu s-ar putea recunoaște bitul de tact. Totodată, semnalul în format NRZ se caracterizează printr-o mare densitate spectrală în joasă frecvență, iar componentele sale de j.f. ar putea interfera cu servosistemul care comandă deplasarea și focalizarea razei laser.

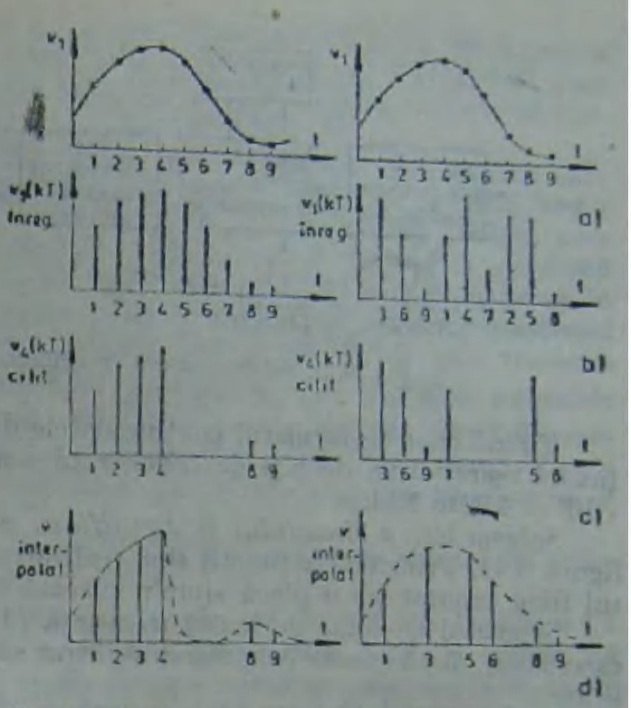


Fig. 9.10. Comparație între două sisteme de memorare a eșantioanelor: a — semnal analogic; b — semnal eșantionat și memorat pe disc; c — semnal citit de pe disc, cu erori de citire; d — semnal decodificat.

Datele în format NRZ trebuie codificate cu un cod care asigură regenerarea bitului de tact și o frecvență mare a tranzițiilor 0—1 și 1—0, micșorînd puterea spectrală în j.f. și mărind-o pe cea de î.f. Codul de canal trebuie să asigure și posibilitatea redusă de propagare a erorilor și citirea cu mare densitate de informație. Codul 8/14 îndeplinește aceste cerințe.

Codul 8/14 *atribuie fiecărui grup de 8 biți* din secvența de date, *un cuvînt de cod de 14 biți*. Din cele 2^{14} cuvinte posibile se aleg acelea care au cel puțin doi biți 0 între doi 1 succesivi, dar nu mai mult de 10 zerouri alăturate. Se aleg 256 astfel de combinații posibile, stabilindu-se corespondența între fiecare grup de 8 biți în format NRZ și un cuvînt de cod 8/14. Cele $2^{14} - 2^8 = 16128$ combinații neutilizate indică apariția unor erori dacă, la citire, sînt semnalate în locul unor cuvinte de cod.

Pentru a putea înseria două cuvinte de cod, menținînd restricția alăturării a cel puțin 2 și cel mult 10 zerouri, *între cuvintele de cod se plasează cîte trei biți de inersie* care nu conțin nici o informație și la decodificare vor fi omiși. Conținutul lor este astfel ales încît să controleze și componenta de c.c. a seriei de date. Pentru a se putea regenera bitul de tact, secvența de date se ordonează în cadrul unui *format de 588 biți* plasați conform tabelului 9.2. Formatul conține o secvență de sincronizare și informația codificată provenind de la 4 cuvinte a cîte 16 biți pentru controlul erorilor de paritate, 12 cuvinte a cîte 16 biți provenite de la 12 eșantioane de semnal (6 eșantioane stereo) și un cuvînt de 8 biți pentru control și afișaj.

Tabelul 9.2

Biți de inersie	3	3	12×3	4×3	12×3	4×3
Informație utilă (cod 8/14)	24 sincron.	14 control afișaj	12×14 date audio	4×14 corect. erori	12×14 date audio	4×14 corect. erori

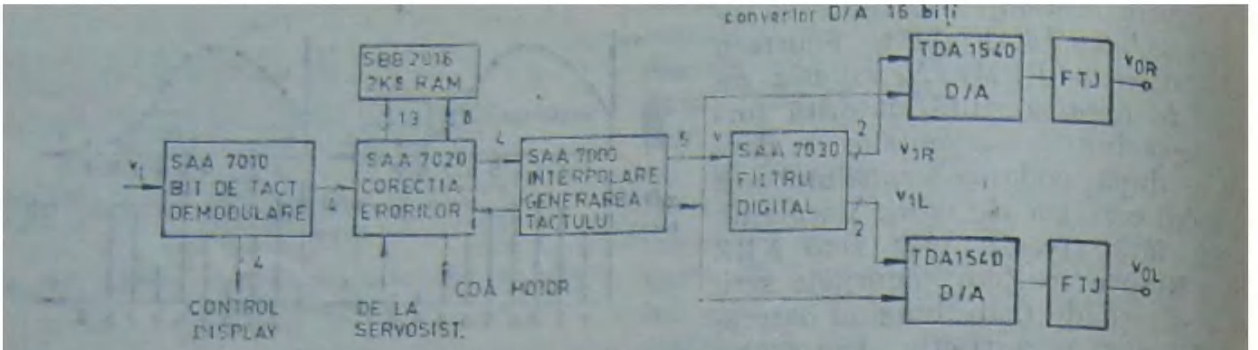


Fig. 9.11. Schema bloc a decodificatorului pentru discul compact.

Ținînd cont că formatul conține datele de la 6 eșantioane stereo, rezultă pentru fiecare eșantion 98 de biți de canal, rata semnalului modulat în î.f. fiind $98 \cdot 44{,}1 \cdot 10^3 = 4{,}3218$ Mbit/s.

Schema bloc a circuitului de decodificare a discului compact (Philips) este dată în figura 9.11. Principalele funcții sînt realizate cu circuite larg integrate, întreg circuitul fiind montat pe o placă simplu placată avînd 220 cm².

Semnalul analogic de înaltă frecvență (4,3218 Mb/s) citit de pe disc cu ajutorul razei laser, după ce este amplificat și filtrat se aplică la intrarea sistemului de decodificare.

CI SAA 7010 (fig. 9.12) digitizează semnalul de intrare, regenerează bitul de tact și demodulează semnalul modulat cu codul de canal 8/14.

Blocul detector de nivel formează fronturile și nivelele logice ale impulsurilor de intrare. Semnalul rezultat este aplicat unei bucle PLL (comparator de fază, filtru activ și OCT) care regenerează bitul de tact. Frecvența proprie a OCT este dublă față de frecvența datelor de intrare, adică 8,6536 Mb/s. Circuitul de comandă și tact preia un semnal de tact de 4,3218 Mb/s, calat pe semnalul de intrare. Opțional, la intrare s

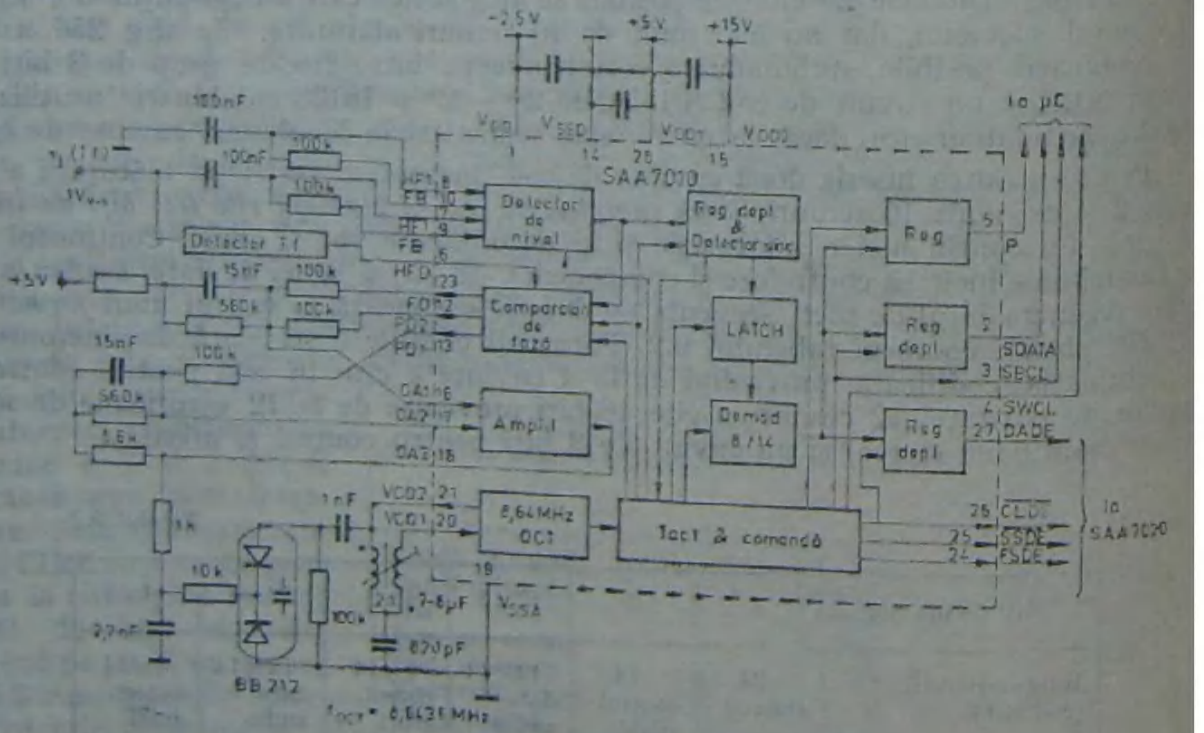


Fig. 9.12. CI SAA 7010.

poate plasa un bloc detector de înaltă frecvență care generează semnalul HFD pentru validarea funcționării circuitului PLL. Cînd nivelul semnalului de intrare este prea mic, semnalul HFD blochează bucla PLL, evitîndu-se astfel calarea acesteia pe zgomote, în absența semnalului de intrare.

După digitizare, secvența datelor de intrare este introdusă într-un bloc care detectează secvența de sincronizare, identificîndu-se astfel începutul fiecărui *format de 588 biți* (vezi tabelul 9.2). Se separă apoi pe rînd, cuvinte de cîte 14 biți, care se memorează într-un registru intermediar latch, după care se decodifică, rezultînd informația utilă ordonată în *simboluri de cîte 8 biți*. Secvențele de date se dirijează în funcție de conținutul lor, spre circuitul corector de erori, sau spre microsistemul de control și afișaj. *Semnalul audio* serie apare la ieșirea DADE și este transmis spre circuitul corector SAA 7020, împreună cu semnalul de tact CLDE și semnalele de sincronizare a simbolurilor și formatelor (SSDE, respectiv FSDE). *Semnalul subcodat* ordonat în simboluri de cîte 7 biți și un bit de sincronizare este transmis serie la ieșirea SDATA, cu tactul SBCL și semnalul de sincronizare SWCL. Ieșirea P corespunde bitului de pauză.

Circuitul SAA 7020 (fig. 9.13) detectează erorile din secvențele semnalului audio digital și le corectează, dacă este posibil.

Datele audio sînt introduse sub formă de secvență serie la intrarea DADE a CI SAA 7020. Formatul seriei de date conține 32 simboluri a cîte 8 biți și anume, 24 simboluri care reprezintă 12 eșantioane audio (fiecare eșantion este codificat cu 16 biți), echivalent cu 6 eșantioane stereo, iar 8 simboluri conțin biți de paritate pentru detectarea și corectarea erorilor. Datele sînt acumulate în registrul de intrare. Extragerea și prelucrarea lor se face paralel, la comanda semnelului de tact CLOX, generat de un oscilator cu cuarț (fig. 9.14). Se elimină astfel fluctuațiile de frecvență datorate sistemului de citire a informației înregistrate pe disc. Orice diferență existentă între frecvența de tact a semnalului de intrare și cea generată de oscilatorul cu cuarț este semnalată la ieșirea MCES și transmisă servosistemului în scopul corectării vitezei de antrenare a discului. Semnalul MCES reprezintă un tren de impulsuri modulate în durată.

Circuitele C1 și C2 sînt decodoare corectoare de erori. Blocul de întîrziere este necesar transpunerii eșantioanelor în ordinea în care au fost culese inițial. Operațiile efectuate necesită memorarea repetată a datelor în memoria RAM SBB 2016.

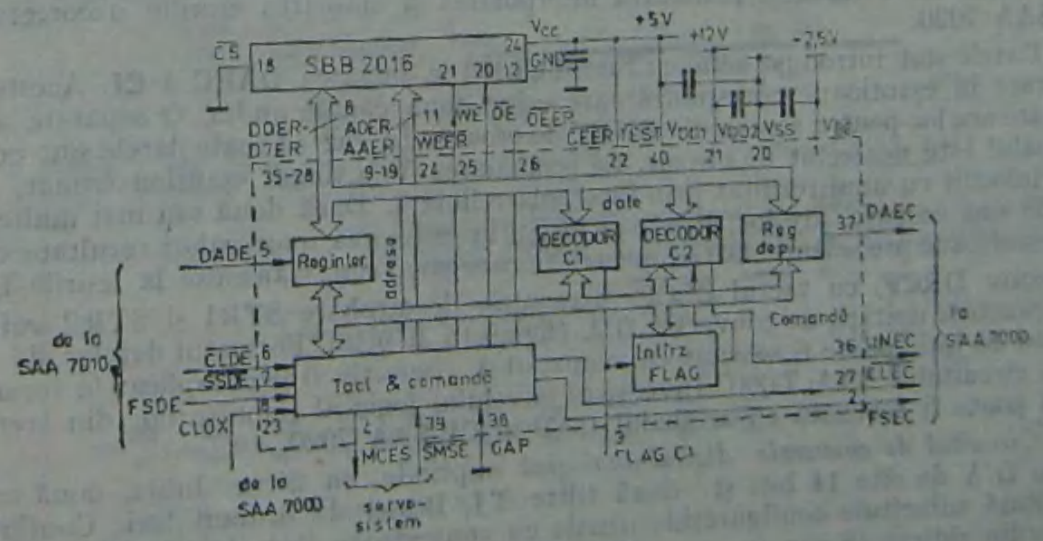


Fig. 9.13. CI SAA 7020.

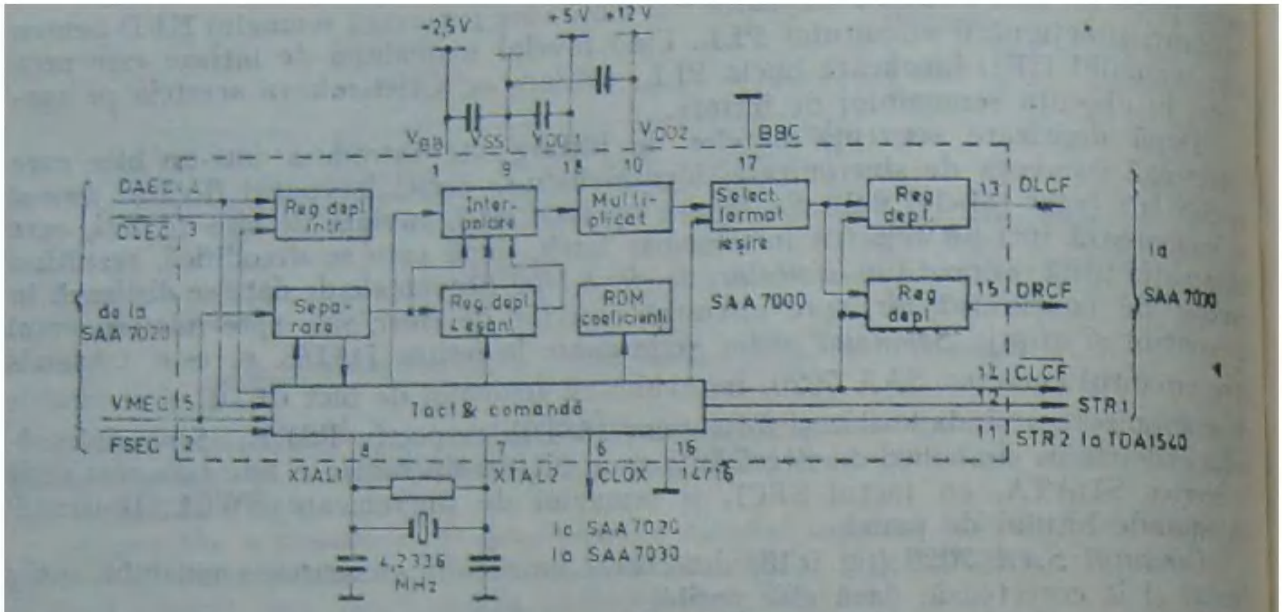


Fig. 9.14. CI SAA 7000.

Magistrala de date de 8 biți permite transferul bidirecțional al datelor între memorie și circuitele de operare. Memoria este adresată cu 11 biți, iar comanda se realizează la intrările $\overline{WEER}$ de înscriere de date, $\overline{OEER}$ de citire și $\overline{CEER}$ de validare a cipului, dacă memoria utilizată necesită astfel de comandă.

Datele la ieșirea DAEC a CI SAA 7020 sînt ordonate în cuvinte de 16 biți, separate prin intervale de 8 biți. Erorile sînt semnalate la ieșirea UNC. Semnalul UNEC apare simultan cu simbolul incorect. În cazul că semnalul UNEC apare între două cuvinte, el anunță că datele care sosesc după 30 perioade de eșantionare sînt incorecte. Semnalul de eroare poate apare și în cazul în care aceasta este semnalată de servosistem prin semnalul $\overline{SMSE}$. $\overline{UNEC}$ marchează toate simbolurile incorecte, atîta timp cît se recepționează semnalul $\overline{SMSE}$. Secvența serie de date la ieșirea DAEC este transmisă cu tactul $\overline{CLEC}$ și semnalul de sincronizare a formatului FSEC.

Circuitul SAA 7000 (fig. 9.14) generează tactul pentru circuitele SAA 7020 și SAA 7030. De asemenea, realizează interpolarea și mascarea erorilor necorectate de CI SAA 7020.

Datele sînt introduse serie cu tactul $\overline{CLEC}$ la intrarea DAEC a CI. Acestea sînt separate în eșantioane corespunzătoare celor două canale audio. O separare asemănătoare are loc pentru semnalul UNEC de eroare. În caz că toate datele sînt corecte, semnalul este neafectat de circuit. La semnalarea unui singur eșantion eronat, acesta este înlocuit cu unul rezultat prin interpolare liniară. Dacă două sau mai multe eșantioane sînt eronate, are loc mascarea lor, prin estimarea unor valori rezultate din 30 de eșantioane precedente. Datele pentru fiecare canal sînt transmise la ieșirile DLCF, respectiv DRCF, cu tactul $\overline{CLCF}$. Semnalele de strobare STR1 și STR2 validează funcționarea unității de conversie D/A (fig. 9.15 și 9.16). Formatul datelor de ieșire, 14 sau 16 biți, poate fi selectat cu semnalul 1, respectiv 0 logic aplicat la terminalul 16 a circuitului SAA 7 000. Inversarea nivelului logic al impulsurilor din trenul de date poate fi realizată cu semnalul GAP al CI SAA 7020.

Circuitul de conversie digital-analogică cuprinde un filtru dublu, două convertoare D/A de cîte 14 biți și două filtre TJ, Bessel de ordinul trei. Configurația adoptată substituie configurațiile uzuale cu convertoare D/A de 16 biți și filtre TJ de ordin ridicat (8 sau 9).

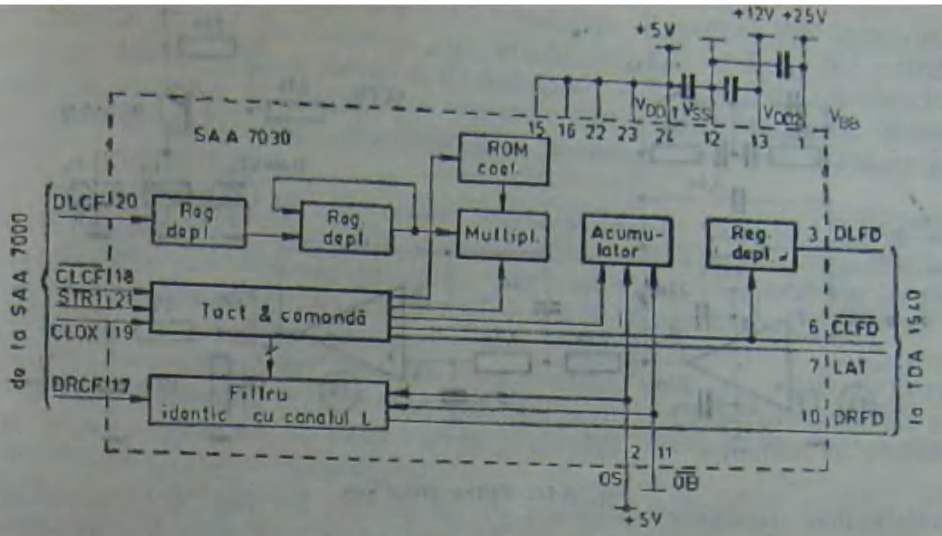


Fig. 9.15. CI SAA 7030.

Filtrul digital SAA 7030 (fig. 9.15) realizează supraeşantionarea semnalului de intrare în format de 16 biţi cu o frecvenţă de 176,4 kHz, de 4 ori mai mare decît frecvenţa de eşantionare iniţială. Cu aceasta apare o îndepărtare a spectrelor ecou (fig. 9.19. b) iar banda efectivă de trecere pentru semnalul audio creşte de la 22 kHz la 88 kHz. Puterea zgomotului de cuantizare este acum distribuită într-o bandă de 4 ori mai largă, deci 75% se repartizează deasupra benzii audio şi este suprimată prin filtrare. Printr-o prelucrare corespunzătoare, filtrul digital redă la ieşire, pe fiecare canal, eşantioanele de semnal codificate cu 14 biţi. Aplicate la intrarea convertoarelor D/A TDA 1540 (fig. 9.16) ele sînt transformate în semnal analogic. Filtrele analogice de la ieşire suprimă frecvenţele care depăşesc banda audio (fig. 9.19, c). Îndepărtarea poziţiei spectrelor ecou prin supraeşantionare permite utilizarea unui FTJ Bessel, cu fază liniară şi frecvenţa de tăiere de 30 kHz (fig. 9.17). Avînd ordinul

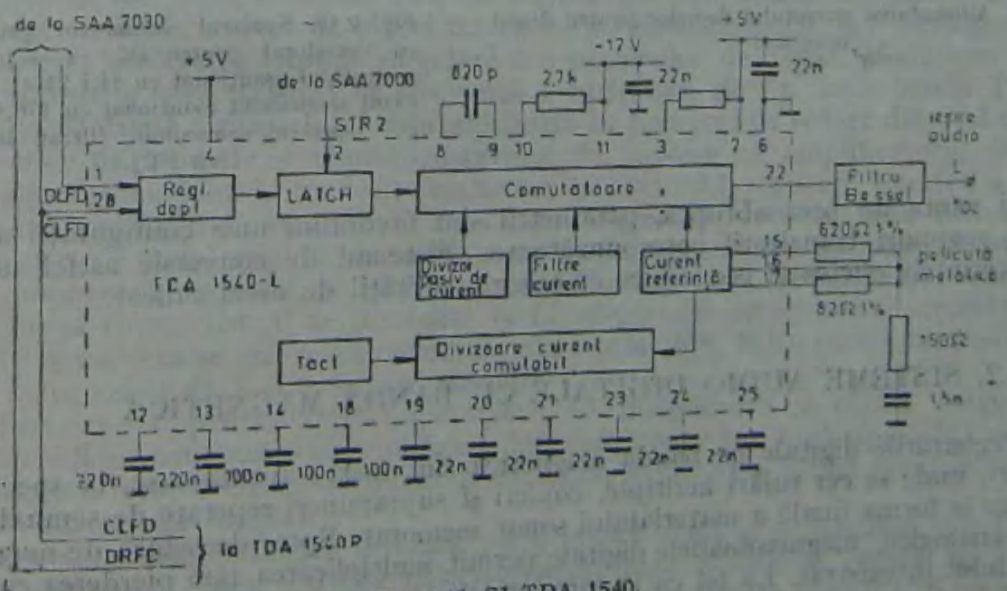


Fig. 9.16. CI TDA 1540.

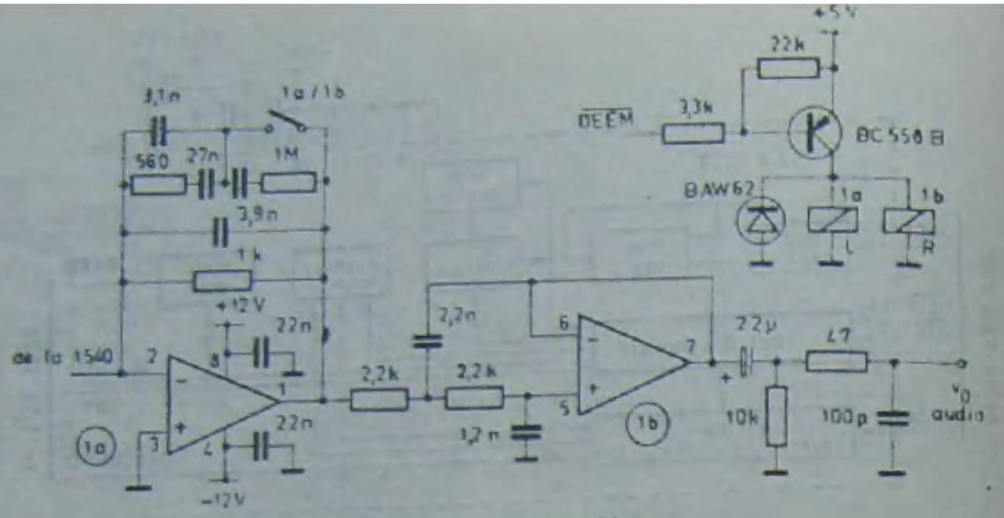


Fig. 9.17. Filtru trece-jos.

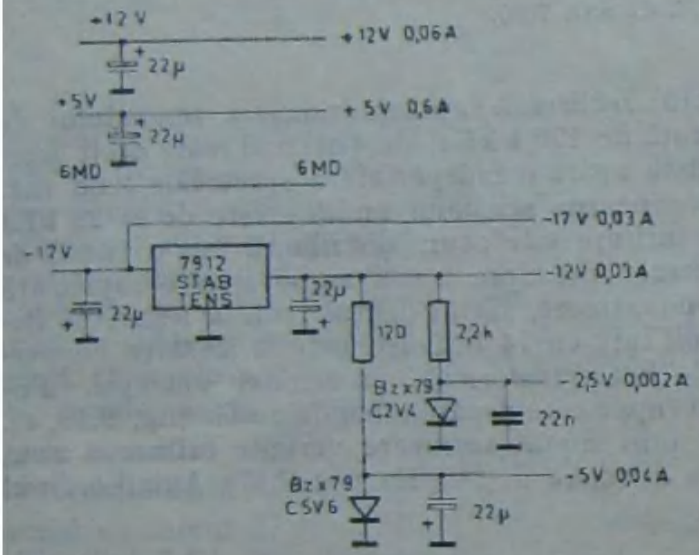


Fig. 9.18. Alimentarea circuitului decodor pentru discul compact.

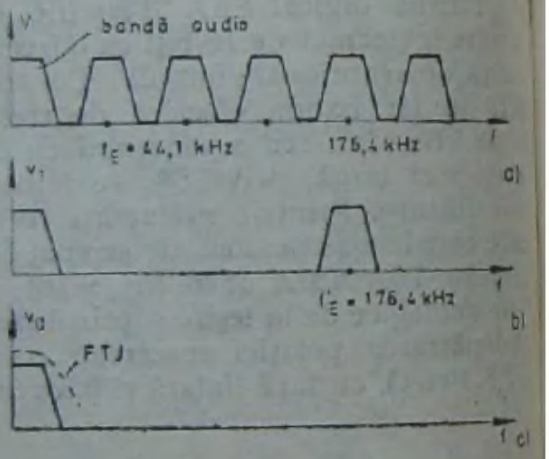


Fig. 9.19. Spectrul semnalelor prelucrate cu decodorul pentru DC: a — în cazul semnalului eşantionat cu 44,1 kHz; b — în cazul semnalului eşantionat cu 176,4 kHz; c — spectrul semnalului filtrat la ieşire cu FTJ.

redus şi panta nu prea abruptă, parametrii sînt favorabili unei configuraţii simple şi unor regimuri tranzitorii corespunzătoare. Sistemul de conversie astfel utilizat îmbină cerinţele eficienţei economice cu cele ale calităţii de nivel ridicat.

9.2.2. SISTEME AUDIO DIGITALE CU BANDĂ MAGNETICĂ

Înregistrările digitale pe bandă magnetică sînt foarte avantajoase, în special în studiouri, unde se cer rulări multiple, copieri şi suprapuneri repetate de semnal pînă se ajunge la forma finală a materialului sonor memorat. Spre deosebire de magnetofoanele analogice, magnetofoanele digitale permit multiplicarea fără pierderea calităţii materialului înregistrat. La fel ca la înregistrările pe disc, calitatea înregsitrării digi-

tale pe bandă este net superioară celei analogice. Raportul S/N este ridicat, el depinzînd practic numai de calitatea convertoarelor A/D și D/A. Nu există fluctuații și distorsiuni datorate mecanismului de antrenare a benzii și caracteristicilor neideale ale benzii și capului magnetic, iar canalele sînt perfect separate. Sistemul digital permite corectarea erorilor singulare și a pachetelor de erori care ar putea apare la citire.

Un mare avantaj al conversiei semnalului audio analogic în semnal digital îl constituie posibilitatea redactării și montajului automat al înregistrărilor, utilizînd calculatoare chiar de dimensiuni medii. Ele pot prelucra simultan, în paralel, semnalele de pe fiecare canal, comandă regimurile și sincronizarea procesului de mixare iar flexibilitatea comenzilor este nelimitată. Orice schimbare se poate comanda prin program, în concordanță cu evoluția programului muzical: tipul și parametrii filtrelor, reglajul volumului etc. Se pot efectua multiple experimentări, se pot alege și combina efecte, păstrînd în final forma preferată, transcrierile și prelucrările multiple nealterînd calitatea semnalului.

Posibilitățile de măsură sînt la fel de variate. Parametrii semnalelor de intrare și de ieșire se pot afișa sau reprezenta grafic, comparativ, pentru a releva eficiența sistemului de prelucrare. Se poate face analiza spectrală a semnalelor prelucrate și, funcție de aceasta, să se sintetizeze caracteristicile filtrelor pentru crearea efectelor de sunet.

Cu toate aceste avantaje, dezavantajul necesității unei prelucrări de mare viteză a unei cantități imense de date limitează posibilitățile reale ale sistemului de calcul. Pentru aceste operații nu se pot utiliza calculatoare universale, fiind necesare calculatoare specializate pentru prelucrarea semnalelor audio, deocamdată ele avînd un preț foarte ridicat. Ca urmare, deși calitatea montajului digital este net superioară celui analogic, cheltuielile materiale sînt încă incomparabile.

În ceea ce privește aparatura de redare, aceasta cunoaște în ultimul timp o dezvoltare rapidă. O largă utilizare o au magnetoscoapele și casetoscoapele, care înregistrează pe bandă și redau concomitent imagine și sunet. Semnalul audio se înregistrează la sfîrșitul pistelor oblice ocupate de semnalul imagine sau pe piste longitudinale.

Aparatele digitale cu înregistrarea semnalului pe banda magnetică sînt concepute după principiile generale expuse în capitolul 9.1. Corecția semnalului audio, în general codificat cu MIC, se face de obicei tot cu codul Reed-Solomon sau variante ale sale care permit corectarea erorilor singulare și a pachetelor de erori. Modularea de canal are în vedere caracteristica de frecvență a canalului, de tip trece bandă TB. Componenta continuă a semnalului este suprimată în procesul de redare datorită capetelor magnetice de inducție și transformatorului de cuplare cu amplificatorul de redare. Atenuarea semnalului la frecvențe înalte are loc datorită reducerii efective a grosimii stratului benzii și a dimensiunii finite a fantei capului de redare. Codul utilizat pentru modularea de canal asigură un conținut redus de componente de joasă frecvență, nu are componentă continuă, asigură autosincronizarea, are o sensibilitate scăzută față de căderea caracteristicii de frecvență la f.î. și permite detectarea și corectarea erorilor. În acest sens se utilizează coduri de tipul m/n (8/9, 8/10) care limitează duratele seriilor succesive de 1 și 0 în șirul de date.

Privitor la performanțele aparatelor de înregistrare cu bandă magnetică, în tabelul 9.3 se dau pentru exemplificare date referitoare la două tipuri de casetofoane digitale fabricate de firma japoneză Matsushita, utilizînd o bandă specială, metalică, pentru înregistrări digitale.

Casetofoanele analogice prezintă performanțe mult mai modeste. De exemplu, stereocasetofonul deck EM1001 (Electromureș) care utilizează casetă tip compact, pentru banda metal prezintă următoarele date tehnice: viteza benzii 4,76 cm/s, devia-

Tabelul 9.3

tip casetă	casetă compact 3,81 mm	microcasetă 3,81 mm
înregistrare	stereo reversibil 5 sau 6 piste pe cale	stereo reversibil 5 sau 6 piste pe cale
Viteză/durată	9, 5 cm/s; 60 min	4·75 cm/s; 45 min
frecv. eşantion	44,1 kHz	32 kHz
cuantizare	16 biţi liniar	8 biţi neliniar
gama dinamică	90 dB	85 dB
răsp. frecvenţă	20 Hz—20 kHz ±1 dB	20 Hz—15 kHz ±1 dB
Distorsiuni	0,05%	0,1%
Fluctuaţii	la precizia oscilatorului cu cuarţ	

ţie de viteză ±2‰, fluctuaţia de viteză max. ±0,28‰, domeniul de frecvenţă 63 Hz — 15 kHz, dinamica min 43 dB (fără DNL). Chiar şi performanţele magnetofoanelor analogice sînt inferioare datelor prezentate pentru casetofoanele digitale.

10. ECHIPAMENTE AUXILIARE

Echipamentele auxiliare cu care sînt dotate unele instalații de audiofrecvență nu au în principiu nici un rol în lanțul electroacustic. Ele sînt utilizate fie ca decor vizual, fie pentru a lărgi dinamica senzației auditive în domeniul senzației vizuale.

Dintre echipamentele auxiliare cele mai larg răspîndite în rîndul ascultătorilor fac parte orgile de lumini și luminile dinamice.

10.1. *ORGI DE LUMINI*

Orgile de lumini sînt echipamente electronice în care un număr de becuri colorate în diverse culori pîlpîie în ritmul muzicii, sau după un program dinainte stabilit.

a) Orgă de lumini cu tiristoare

În figura 10.1 se prezintă schema elctrică a unei orgi de lumini la care becurile de 100 W/200 V colorate în trei culori fundamentale (roșu, verde și albastru) sînt comandate de tiristoarele T1N6. Puntea redresoare 3PM6 asigură atît curentul de sarcină pentru cele trei becuri, cît și alimentarea etajelor amplificatoare realizate cu tranzistoarele BC107.

Semnalul de audiofrecvență de la bornele difuzorului este aplicat prin intermediul potențiometrului P1 primarului transformatorului Tr. Acest transformator are rolul de a separa galvanic amplificatorul audio de orga de lumini. Ca transformator de separare poate fi folosit transformatorul de ieșire (din etajul final) de la aparatele de radio de tip „Mamaia", „Albatros", „Milcov" sau se poate construi un transformator de putere mică (2 ÷ 5 W) care să producă în secundar o tensiune de cîțiva volți (1 ÷ ÷ 2 V), cînd primarul este conectat direct la bornele difuzorului de la care se culege semnalul de audiofrecvență.

Cele trei tiristoare sînt comandate fiecare, pe poartă, de către un amplificator în două etaje format din tranzistoarele BC107 în montaj cu emitor comun. La intrarea în etajele de amplificare se află filtre pentru frecvențe joase, frecvențe medii și frecvențe înalte astfel încît becul roșu se va aprinde datorită existenței în spectrul audio a frecvențelor joase, becul verde va fi sensibil la frecvențele medii, iar becul albastru, la frecvențe înalte. Primul filtru este de tipul trece-jos și are frecvența de tăiere de circa 100 Hz, al doilea filtru este de tipul trece bandă (500 ÷ 1800 Hz), iar al treilea filtru este de tipul trece-sus, cu frecvența de tăiere de circa 3000 Hz.

Cu potențiometrele P2, P3 și P4 se reglează nivelul pentru fiecare din filtrele de frecvență. Cu potențiometrele P5, P6 și P7 se reglează aducerea becurilor la pragul de incandescență în lipsa semnalului audio la intrare.

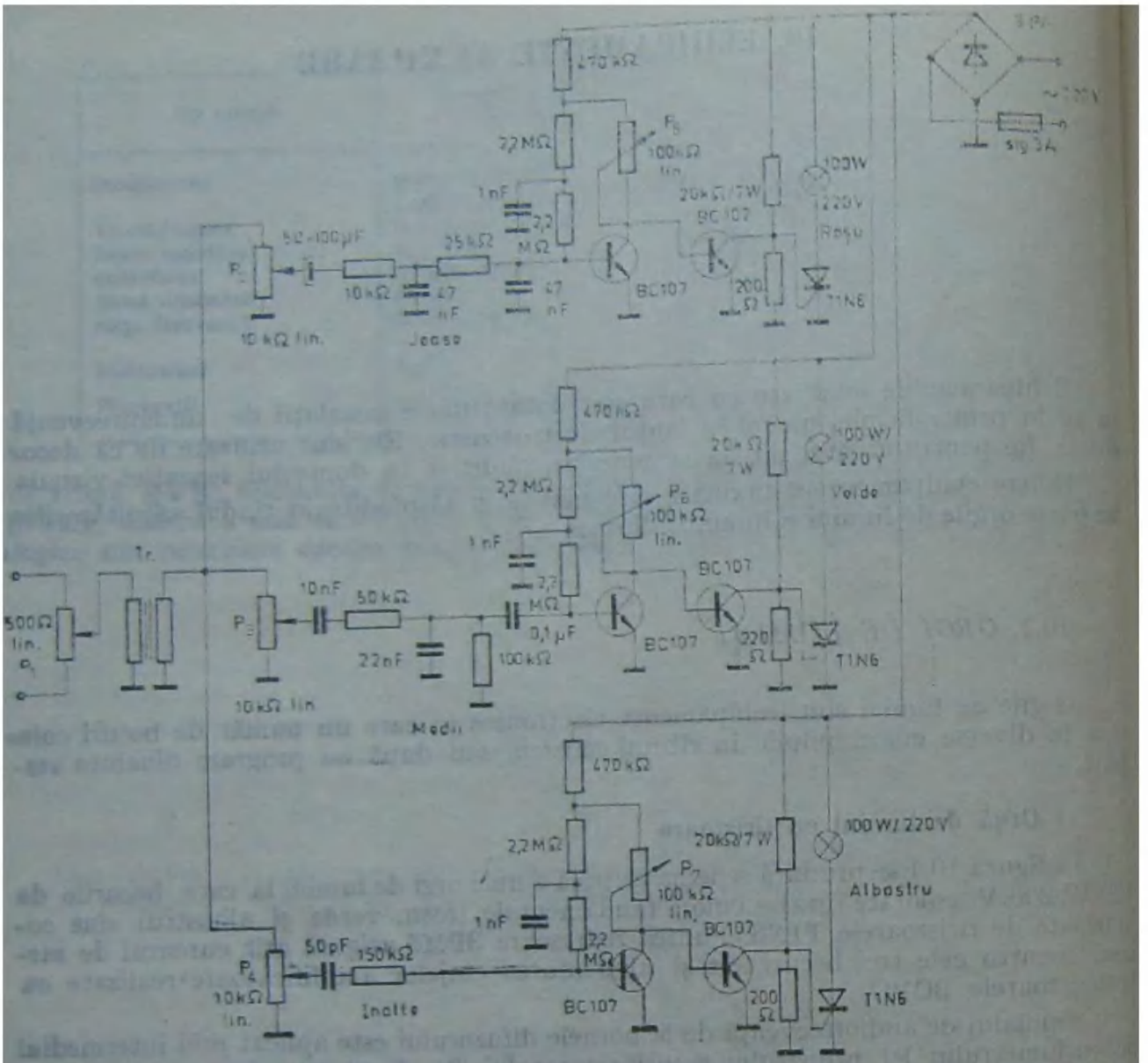


Fig. 10.1. Orgă de lumini comandată cu tiristoare.

b) Orgă de lumini cu triace

În figura 10.2 se prezintă montajul electric pentru o orgă de lumini la care cele trei becuri colorate sînt comandate de către triacele SAC290.

Semnalul de audiofrecvenţă de 50 ÷ 100 mV preluat ca şi în cazul anterior printr-un transformator şi un potenţiometru (nefigurate în schemă) este transmis prin filtrele de separare (pentru frecvenţe joase, medii şi înalte) amplificatoarelor cu un singur tranzistor fiecare (de tipul BC107, BC171, BC237 etc.), care prin intermediul condensatoarelor de 0,47 µF comandă intrarea în conducţie a triacelor şi deci aprinderea becurilor.

Deoarece alimentarea triacelor se realizează în curent alternativ, este necesară o sursă separată de +18 V pentru alimentarea tranzistoarelor.

Testarea circuiitului se poate face cu o cască telefonică. Fără a alimenta orga de lumini la tensiunea de 220 V, se plasează casca telefonică în punctele A, A' şi A'' faţă de masă şi se audiază semnalul provenit de la amplificatorul de audiofrecvenţă,

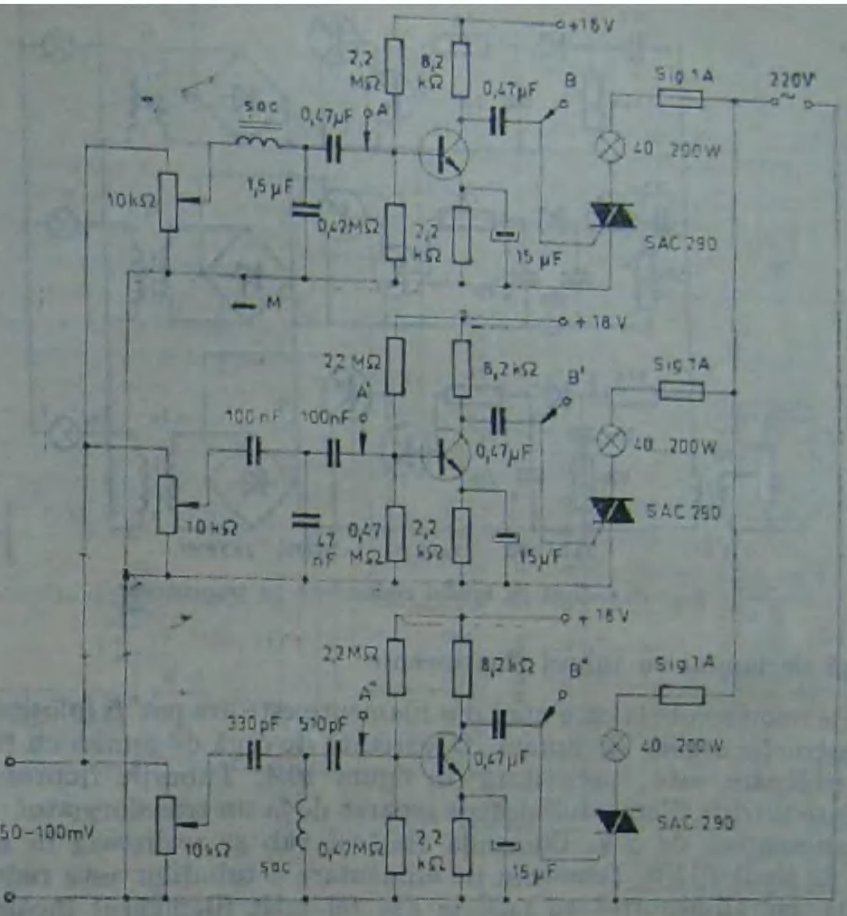


Fig. 10.2. Orgă de lumini comandată cu triace.

sesizînd astfel prezența sa pe fiecare canal. Cînd se plasează casca telefonică în punctele B, B' și B'', semnalul audiat este mult mai puternic (amplificat de 50 ÷ 80 ori), ceea ce atestă buna funcționare atît a filtrelor, cît și a etajelor de amplificare. Dacă se constată distorsiuni puternice ale semnalului în punctele B, B' și B'', atunci se vor introduce rezistențe de circa 100 kΩ în serie cu condensatoarele care vin conectate în punctele A, A' și A'' (în baza tranzistoarelor).

Bobinele de șoc din filtrele de frecvențe joase și înalte vor avea inductivitățile de circa 1,2 ÷ 1,4 H.

c) Orgă de lumini comandată cu tranzistoare

În figura 10.3 se prezintă o orgă de lumini la care cele trei becuri sînt conectate în serie cu înfășurarea primară a unui transformator de 220/24 V și 63 VA. Înfășurările secundare (de 24 V) sînt conectate la punțile redresoare 3PM1 care au plasate în diagonala de curent continuu tranzistoarele de putere 2N3055. În momentul în care unul din tranzistoarele 2N3055 comandat de BC212 se află în conducție, transformatorul respectiv are secundarul în scurtcircuit și becul corespunzător din primar se aprinde.

În rest, schema conține filtre pentru frecvențele joase, medii și înalte, transformatorul de intrare cu raportul de transformare 1/5 și potențiometrul de 470 Ω. Din potențiometrele semireglabile de 10 kΩ și 50 kΩ se ajustează separarea între canale a celor trei filtre.

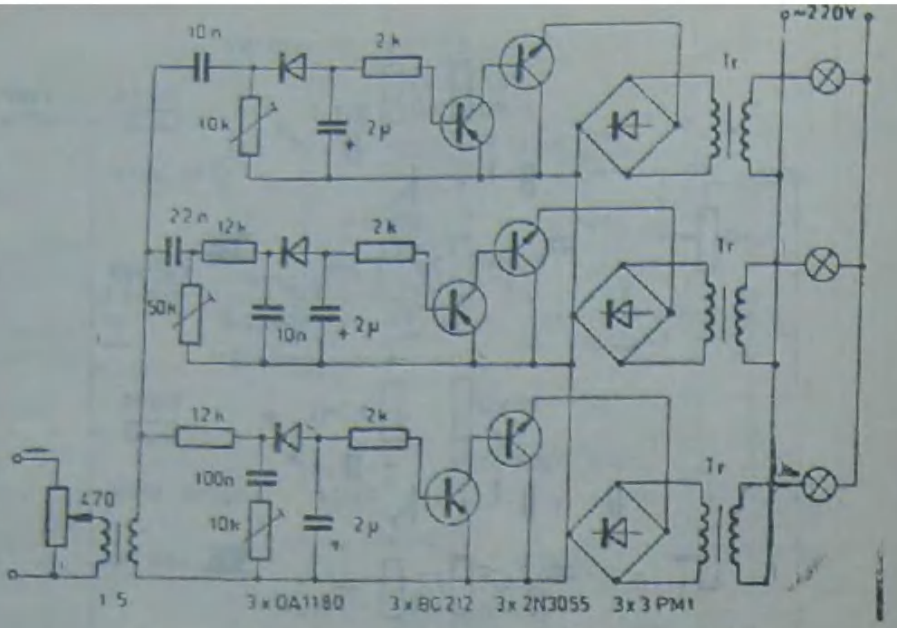


Fig. 10.3. Orgă de lumini comandată cu tranzistoare.

d) Orgă de lumini cu tuburi fluorescente

Tuburile fluorescente la care unul din filamente este ars pot fi folosite cu rezultate bune la construcția orgilor de lumini. O variantă de orgă de lumini cu tuburi fluorescente și tiristoare este prezentată în figura 10.4. Tuburile fluorescente sînt de 40 W. Fiecare tub are filamentul încălzit separat de la un transformator de rețea, cu tensiunea alternativă de 5 V. Comanda fiecărui tub se realizează în mod clasic cu un tiristor de tipul T1N6. Tensiunea de alimentare a tuburilor este redresată de diodele 1N4004, iar alimentarea se face în așa fel încît filamentul încălzit al tubului fluorescent să fie conectat la borna negativă a sursei.

În serie cu tuburile se vor plasa în mod obligatoriu rezistența de balast de minimum 360 Ω/35 W. Semnalul de comandă pe poarta tiristoarelor se aduce ca și în schemele anterioare prin intermediul unor filtre și a unor etaje de amplificare cu tranzistoare.

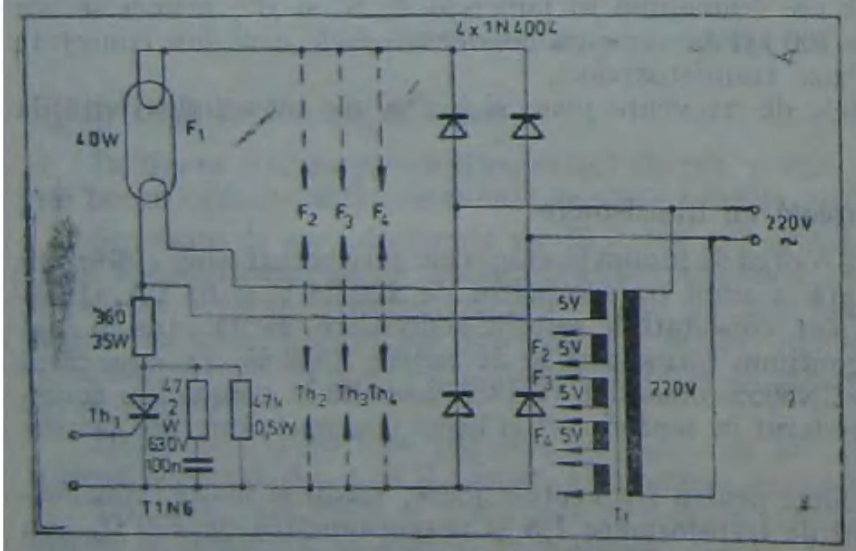


Fig. 10.4. Orgă de lumini cu tuburi fluorescente și tiristoare.

e) Orgă de lumini cu memorie EPROM

În figura 10.5 se prezintă schema electrică pentru o orgă de lumini la care cele 8 becuri nu se aprind în ritmul muzicii, ci după un program memorat în memoria EPROM 2708. Dacă memoria este convenabil programată, se pot obține varietăți mari de combinații, care se repetă după 1024 cicluri.

Cu poarta P4 (1/2 CDB413) se realizează un generator de tact care co-

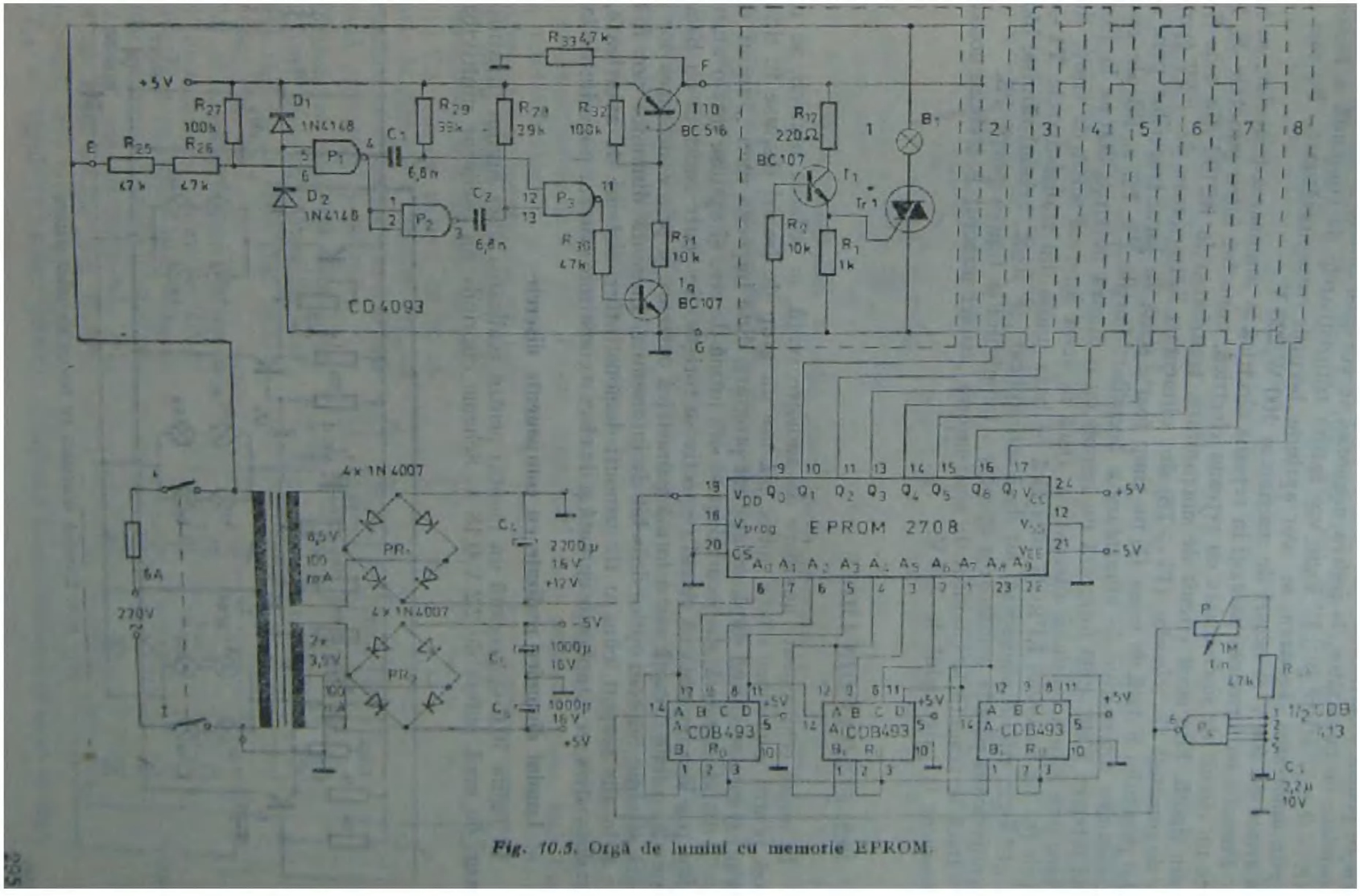


Fig. 10.5. Orgă de lumini cu memorie EPROM.

mandă numărătorul, alcătuit din trei circuite CDB493. Din acest numărător se folosesc 10 ieșiri pentru a baleia cele 1024 de adrese ale memoriei. Corespunzător cu adresele comandate de numărător, la ieșirea memoriei se vor găsi datele programate. Ieșirile $Q_K (K = 0 \div 7)$ aflate în „1" logic vor satura tranzistoarele de comandă a triacelor și, prin amorsarea acestora, se vor aprinde becurile corespunzătoare. Se vor utiliza triace de 400 V și becuri de maximum 100 W/220 V.

Pentru a nu introduce paraziți în rețeaua electrică la amorsarea triacelor, se folosește un circuit de sincronizare cu rețeaua electrică, conectat între punctele E, F și G din figură. Prin acest circuit de sincronizare, tranzistoarele BC107 din cele 8 celule de comandă ale triacelor (T1 ÷ T8) sînt alimentate la tensiunea de +5V (potențialul punctului F față de masa G) un timp foarte scurt în jurul trecerilor prin zero a tensiunilor alternative de alimentare a becurilor. Porțile P1, P2 și P3 ale circuitului integrat MMC 4093 formează un impuls cu o durată de circa 300 μs la fiecare trecere prin zero a tensiunii alternative. Dacă în acest interval scurt de timp, de la ieșirile Q_K ale memoriei EPROM se aplică pe baza unuia din tranzistoarele T1 ÷ T8 un „1" logic, triacul amorsează, iar dacă este aplicat „0" logic, triacul rămîne blocat o semiperioadă pînă la următoarea apariție a impulsului la ieșirea porții P3.

Dacă se renunță la circuitul de sincronizare, atunci punctul F trebuie conectat permanent la potențialul de +5 V.

10.2. *LUMINI DINAMICE*

În multe echipamente auxiliare de audiofrecvență, la redarea muzicii, se utilizează pentru a produce efecte optice plăcute un grup de becuri dispuse în diferite moduri și care se aprind după un anumit program, dînd impresia unei „lumini dinamice". Astfel, un număr de becuri dispuse sub formă de cerc și aprinse într-o anumită ordine pot lăsa impresia că cercul respectiv se rotește. Se poate construi cu becurile o spirală, o linie dreaptă sau o formă geometrică oarecare și prin conectarea lor succesivă se obțin impresii optice deosebit de interesante. Luminile dinamice pot fi folosite și în alte scopuri, cum ar fi: panouri demonstrative, sisteme de avertizare, jocuri distractive etc. O aplicație curentă și de efect o constituie ornarea pomului de iarnă.

a) Lumini dinamice realizate cu componente discrete

În figura 10.6 se prezintă un montaj pentru realizarea unei lumini dinamice cu becuri de mică putere de 2,2 V/0,18 A. Schema cuprinde un oscilator multivibrator

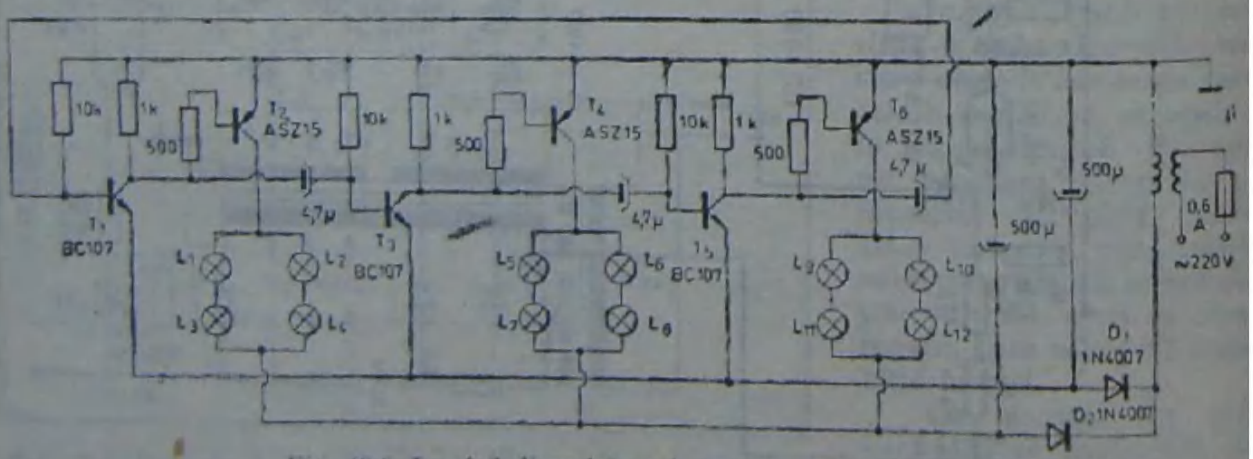


Fig. 10.6. Lumină dinamică cu becuri de mică putere.

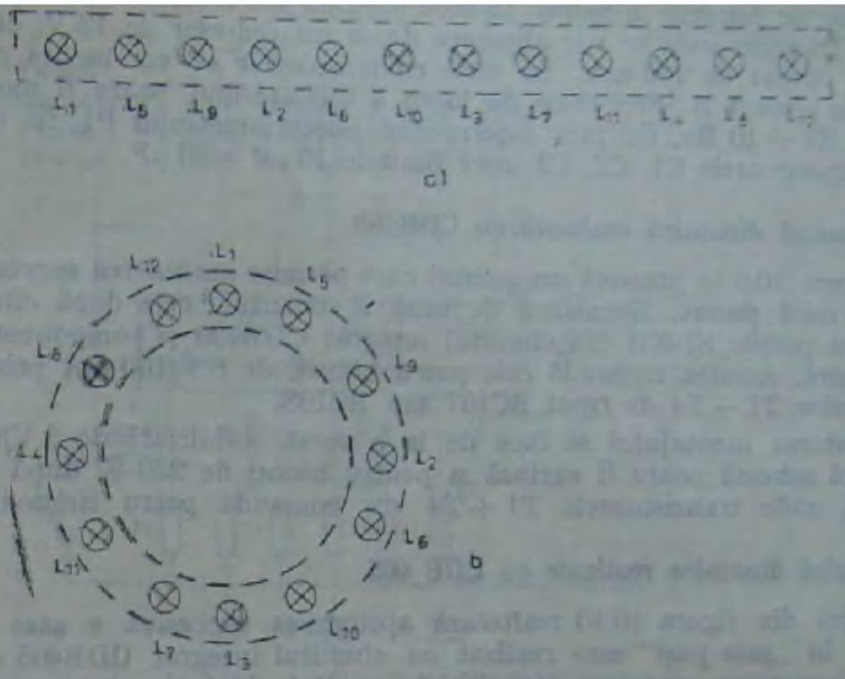


Fig. 10.7. Dispunerea becurilor pentru lumina dinamică: a — în linie; b — în cerc.

trifazic cu trei tranzistoare (T1, T3, T5) avînd frecvența de oscilație de circa 10 Hz și trei tranzistoare de putere (T2, T4, T6) cu rol de comutator electronic.

Prin funcționarea oscilatorului trifazic, se blochează succesiv cîte un tranzistor, ca urmare, grupul de 4 becuri aflate în colectorul tranzistorului blocat se stinge. Spre exemplu cînd tranzistorul T1 este blocat, curentul său de colector nu poate comanda baza tranzistorului T2, astfel încît grupul de becuri L1, L2, L3, L4 este stins. Blocarea succesivă a cîte unui tranzistor se face ciclic, cu o perioadă care se poate modifica din condensatoarele de 4,7 μF. Pentru capacități mari perioada crește, deci frecvența multivibratorului scade.

Alimentarea montajului se face de la rețea prin intermediul unui transformator cu o putere de circa 10 ÷ 15 VA, cu un raport de transformare de 220/6,5 V. Diodele D1, D2 împreună cu condensatoarele de 500μF formează redresorul și filtrul.

Dispunerea celor 12 becuri pentru lumina dinamică („mișcătoare") se poate face fie în linie (fig. 10.7, a) fie în cerc (fig. 10.7., b).

Un alt montaj pentru obținerea luminii dinamice cu becuri de 220 V este prezentat în figura 10.8. Schema cuprinde oscilatorul multivibrator trifazic realizat cu tranzistoarele T1, T2, T3 de tipul BC107 sau BC108, care comandă cele trei tiristoare T_{y1}, T_{y2} și T_{y3} de tipul T1N4 sau T3N4

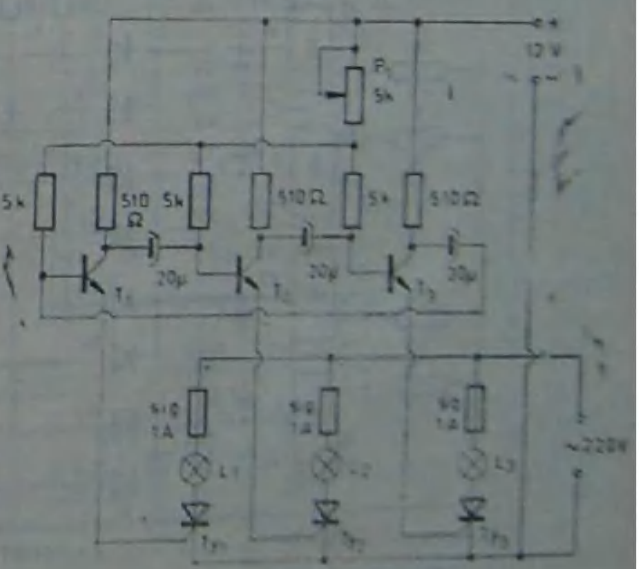


Fig. 10.8. Lumină dinamică cu becuri de 220 V

(în funcție de becurile folosite). În mod obișnuit vor fi folosite becuri de 220V/15 ÷ ÷ 25 W. Tranzistoarele se vor alimenta de la un redresor de 12 V, capabil să furnizeze un curent de 100 mA. În serie cu tiristoarele se vor monta obligatoriu siguranțe de circa 1 A. Frecvența de lucru a oscilatorului poate fi modificată între limitele 1 Hz ÷ 10 Hz, fie prin intermediul potențiometrului P1, fie modificînd simultan capacitoarele C1, C2, C3 între limitele 10 μF ÷ 50 μF.

b) **Lumină dinamică realizată cu CDB400**

În figura 10.9 se prezintă un montaj care permite aprinderea secvențială a patru becuri de mică putere. Elementul de bază îl constituie cele două circuite astabile realizate cu porțile SI-NU din circuitul integrat CDB400 și componentele RC indicate în figură. Acestea comandă cele patru becuri, de 6 V/100 mA prin intermediul tranzistoarelor T1 ÷ T4 de tipul BC107 sau BC108.

Alimentarea montajului se face de la o sursă stabilizată de 5 V/0,5 A.

Această schemă poate fi extinsă și pentru becuri de 220 V, după modelul din figura 10.8, unde tranzistoarele T1 ÷ T4 vor comanda patru tiristoare.

c) **Lumini dinamice realizate cu CDB405**

Montajul din figura 10.10 realizează aprinderea succesivă a șase diode LED. Oscilatorul în „șase pași" este realizat cu circuitul integrat CDB405 care conține șase porți inversoare conectate capacitiv în buclă închisă și prin aceasta se obține deplasarea unui singur LED aprins.

Pentru „pornire" se apasă butonul K pînă cînd rămîne un singur LED aprins, iar la eliberarea butonului, LED-ul aprins se deplasează în ordinea 1 ÷ 6. Frecvența oscilatorului poate fi modificată fie din rezistențe, fie din condensatoarele electrolitice.

Montajul din figura 10.11 conține două circuite integrate CDB405. Primul circuit este oscilatorul propriu-zis, iar al doilea circuit integrat, conectat în schemă

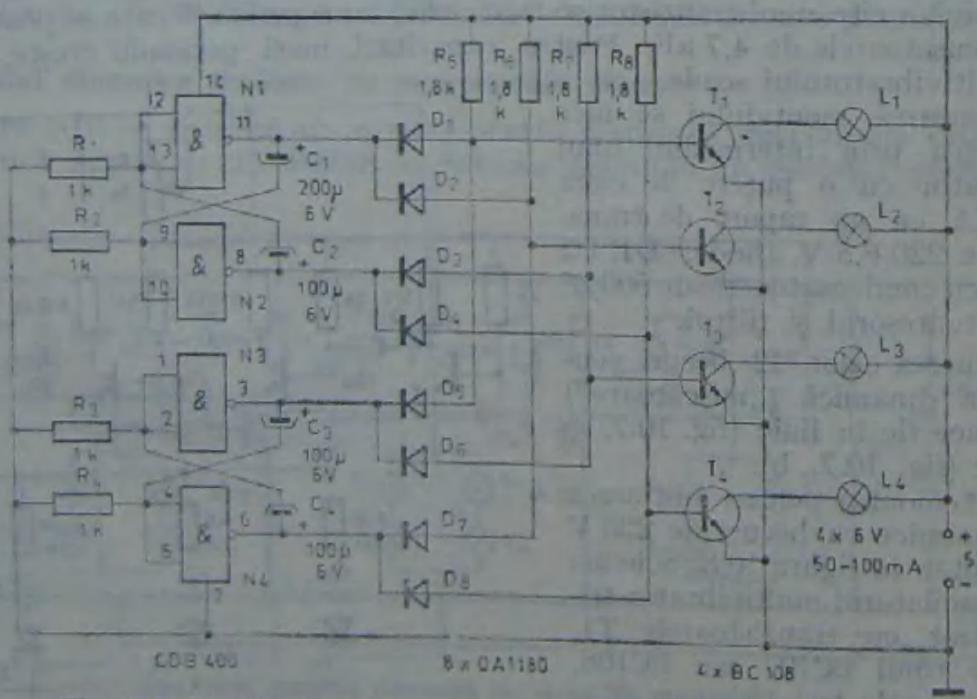


Fig. 10.9. Lumină dinamică cu circuite astabile realizate cu porți logice.

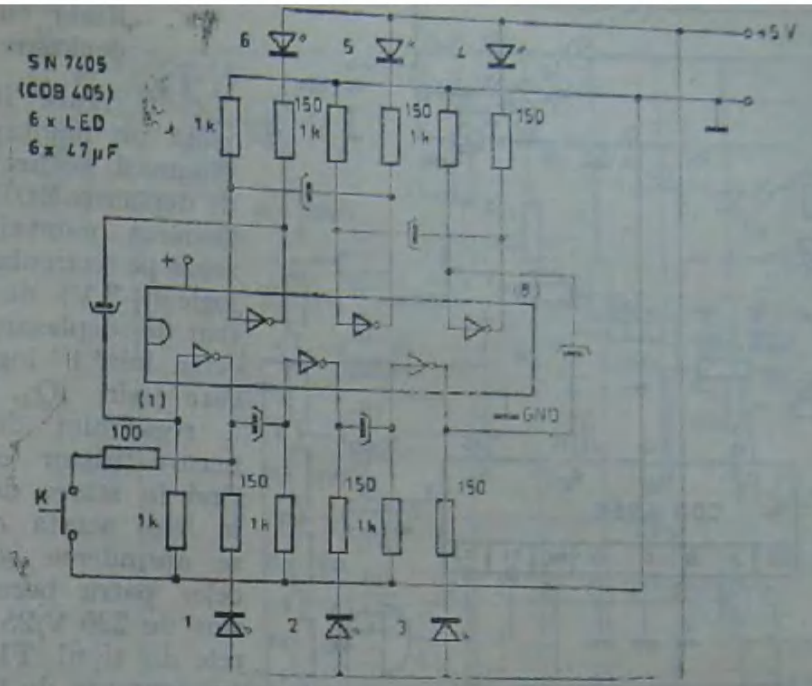


Fig. 10.10. Lumină dinamică cu oscilator în șase pași.

Inversoare comandă cele șase tiristoare de tipul T1N3 și prin aceasta, aprinderea becurilor L1 L1 ÷ L6 de 220 V/25 W. Butonul K, ca și la montajul anterior servește la pornire. Alimentarea circuitelor integrate se face de la o sursă stabilizată de 5 V/500 mA.

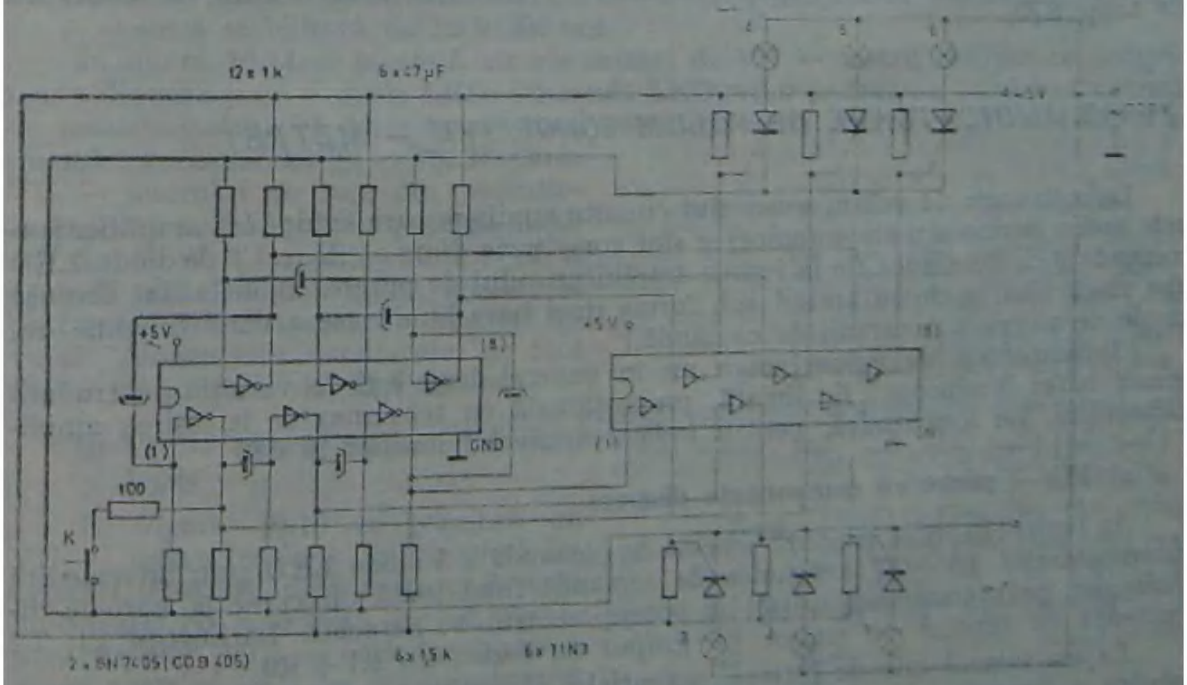


Fig. 10.11. Lumină dinamică pentru comanda becurilor de 220 V.

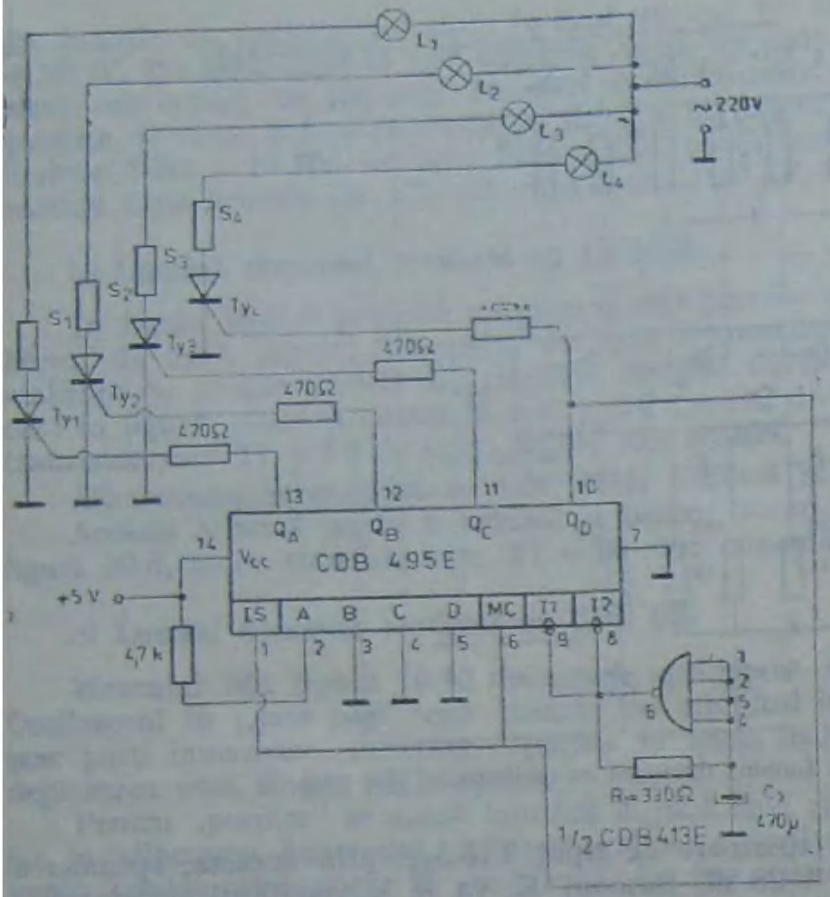


Fig. 10.12. Lumină dinamică cu registru de deplasare.

d) Lumină dinamică realizată cu registrul de deplasare CDB 495

În figura 10.12 se prezintă un montaj de lumină dinamică, realizat cu registrul de deplasare CDB495E. Funcționarea montajului se bazează pe recircularea unui "1" logic (+3 V) de către registrul de deplasare. Prin trecerea lui "1" logic pe la fiecare ieșire (Q_A, Q_B, Q_C, Q_D) a registrului de deplasare, fiecare tiristor este adus pe rînd în starea de conducție, în felul acesta comandîndu-se aprinderea secvențială a celor patru becuri. Becurile sînt de 220 V/25 W, tiristoarele de tipul T1N4 în serie cu siguranțe de 0,5 ÷ 1 A.

Semnalul de tact aplicat pe terminalele 8 și 9 este obținut de la un generator de semnale dreptunghiulare realizat cu circuitul comparator de tip trigger Schmitt (1/2 din CDB413E). Perioada de oscilație este dictată de constanta de timp R_1C_1.

10.3. *INDICATOARE DE VOLUM SONOR (VU — METRE)*

Indicatoarele de volum sonor sînt circuite auxiliare care echipează amplificatoarele audio (mono sau stereofonice) și sînt constituite dintr-o „baretă" de diode LED comandate de tensiunea de la ieșirea amplificatorului de putere. Diodele sînt dispuse una lîngă alta și ele se aprind sub forma unei bare luminoase a cărei lungime depinde de valoarea tensiunii de comandă.

Indicatoarele de volum sonor au în general două legi de variație pentru lungimea barei luminoase: fie liniară, proporțională cu tensiunea de la ieșirea amplificatorului, fie logaritmică, pentru indicarea nivelului sonor în dB.

a) VU — metre cu componente discrete

În figura 10.13 se prezintă schema de comandă a 5 diode LED prin intermediul tranzistoarelor T3 ÷ T7, tensiunea de comandă fiind luată direct de la bornele difuzorului, prin condensatorul C1 și potențiometrul P. Perechea Darlington T1, T2 lucrează ca repetor pe emitor pe grupul de rezistențe R1 ÷ R6.

La un semnal mic de intrare, potențialul punctului A este suficient de ridicat pentru a deschide tranzistorul T3 și în consecință se va aprinde numai dioda D1.

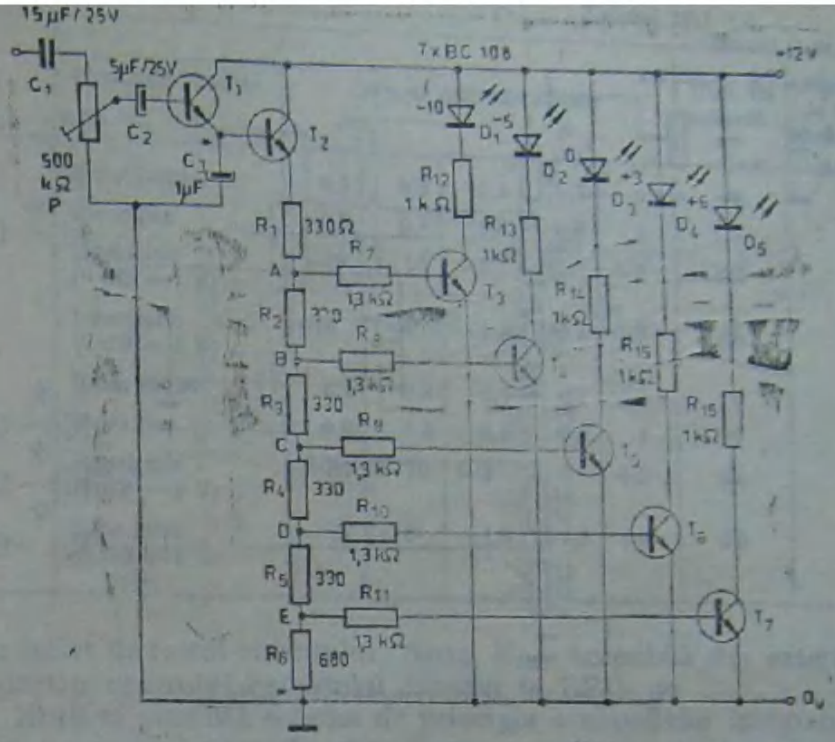


Fig. 10.13. VU-metru cu 5 diode LED, comandat cu tranzistoare.

Pe măsură ce tensiunea de intrare crește, se deschid în continuare și diodele D2÷D5. Reglarea VU — metrului se face „la cald" cu ajutorul potențiometrului P și prin ajustarea rezistenței R6. Cu elementele din schemă, aprinderea diodelor LED corespunde nivelurilor sonore de −10 dB ÷ +6 dB. Alimentarea montajului se face de la o sursă stabilizată de 12 V/300 mA.

În figura 10.14 se prezintă un alt montaj de VU — metru realizat cu componente discrete și cu 6 diode LED. Comanda LED-urilor se face cu tensiunea culeasă de potențiometrul P1 de la ieșirea unui amplificator de putere de 50 W/4 Ω și aplicată tranzistoarelor T1 ÷ T6. Reglarea VU — metrului se face din potențiometrul P1 astfel incît la puterea maximă de 50 W a amplificatorului să se aprindă toate diodele LED. Dioda D2 protejează tranzistoarele la tensiune inversă. Alimentarea montajului se face de la stabilizator de 12 V/200 mA.

b) VU — metru realizat cu porți logice

În figura 10.15 se prezintă un VU — metru realizat cu circuitul integrat CDB405E, care conține 6 porți inversoare cu colectorul în gol. Pe ieșirea fiecărei porți se conectează cîte o diodă LED în serie cu cîte o rezistență de 220 ÷ 270 Ω, care limitează curentul prin LED la circa 15 mA. Intrările tutu-

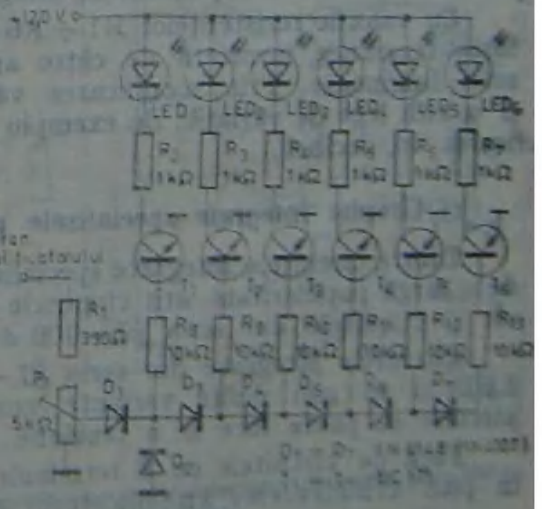


Fig. 10.14. VU-metru cu 6 diode LED.

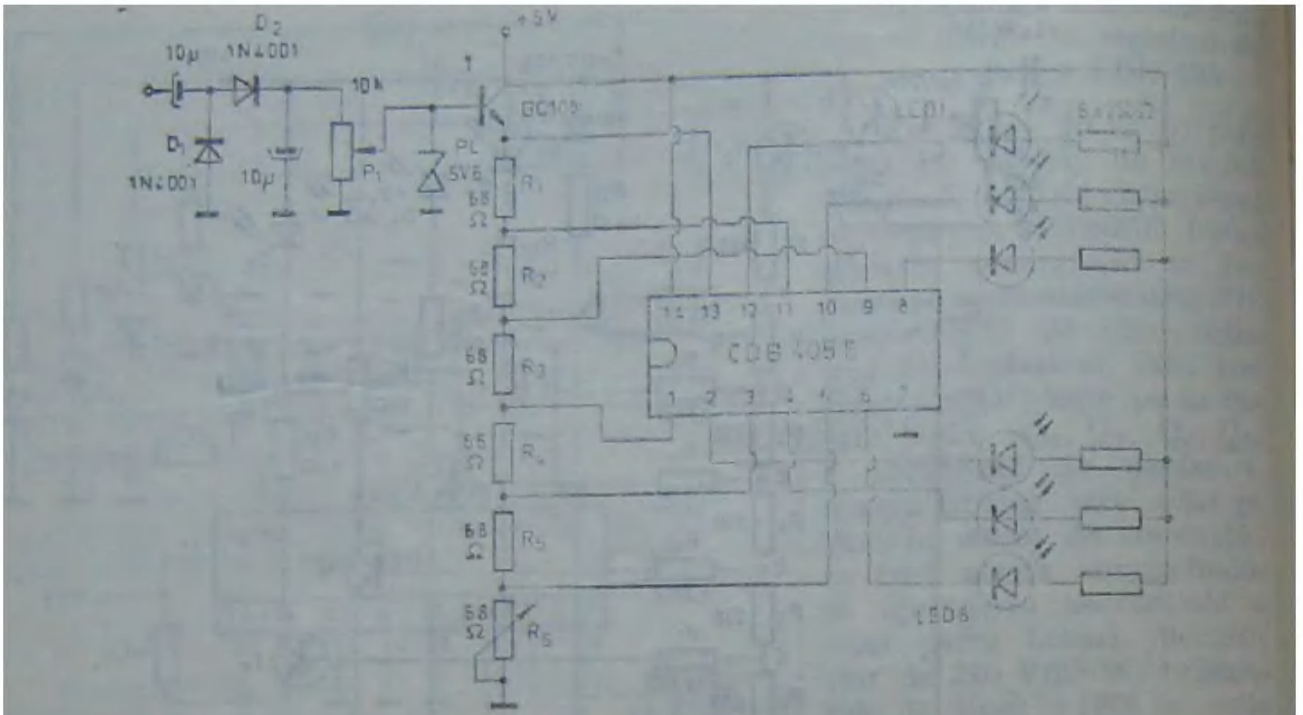


Fig. 10.15. VU-metru comandat cu porți logice.

nor porților se leagă la un divizor potențiometric format din rezistențele R1—R6. Semnalul de audiofrecvență cules de la ieșirea amplificatorului de putere se redresează cu diodele D1, D2 și se aplică potențiometrului P1 de la cursorul căruia se comandă tranzistorul BC108 în montaj repetor pe emitor. Dioda Zener PL5V6 protejează montajul în cazul unor vîrfuri de tensiune periculoase. Alimentarea montajului se face de la o sursă de tensiune stabilizată de 5 V/200 mA.

Reglajul VU-metrului se face mai întîi fără tranzistorul T. Se aplică la terminalul 13 o tensiune de +5 V și se reglează rezistența R6 astfel încît toate LED-urile să lumineze normal, iar LED6 să fie la limita de stingere. Se conectează apoi tranzistorul T și aplicînd semnal de intrare maxim (corespunzător puterii maxime a amplificatorului de audiofrecvență) se reglează potențiometrul P1 pînă cînd aceeași diodă LED6 se află la limita de stingere.

Cu valorile rezistențelor R1 ÷ R6 date pe figură se obține o dependență liniară între tensiunea furnizată de către amplificatorul audio de putere și lungimea baretei luminoase. Prin modificarea valorilor rezistențelor R1 ÷ R6 se poate obține și o altă lege de variație, de exemplu logaritmică, pentru a indica pe baretă amplificarea în decibeli.

c) Circuite integrate specializate pentru comanda baretelor cu diode LED

Dintre circuitele integrate specializate pentru comanda diodelor LED se bucură de o largă popularitate atît circuitele UAA170 și 180 (produse în R. D. Germană) cît și circuitele din seria βL—100 de producție indigenă.

Circuitele integrate din seria βL—100 comandă o baretă formată din 5 diode LED și au mai multe variante, conform tabelului nr. 10.1. Alimentarea acestor circuite se poate face la o tensiune de +10 ÷ 18 V.

Față de circuitele cu 8 terminale, circuitele integrate, cu 14 terminale conțin în plus următoarele: amplificatorul operațional cu posibilitate de compensare ex-

Tabelul 10.1

Tipul	Modul de variație	Pragul de sensibilitate					Unit. de măsură	Număr de terminale
βL 101	liniar impar	0,1	0,3	0,5	0,7	0,9	V	8
βL 102	liniar par	0,2	0,4	0,6	0,8	1	V	8
βL 103	logaritmic (0 dB = 1 V)	−20	−10	−3	0	+3	dB	8
βL 104	logaritmic (0 dB = 1 V)	−15	−6	−1,5	+1,5	+6	dB	8
βL 105	liniar impar	0.1	0,3	0,5	0,7	0,9	V	14
βL 106	liniar par	0,2	0,4	0,6	0,8	1	V	14
βL 107	logaritmic (0 dB = 1 V)	−20	−10	−3	0	+3	dB	14
βL 108	logaritmic (0 dB = 1 V)	−15	−6	−1,5	+1,5	+6	dB	14

ternă, complet izolat de restul circuitului; borna V_{REF} accesibilă din exterior; borna de comandă pentru controlul curentului injectat în LED.

În figura 10.16 se prezintă schema de principiu a circuitelor integrate din seria βL—100 cu 14 terminale. Această schemă este o imitație a celor cu componente discrete (vezi de exemplu figura 10.13). La terminalul 10 (V_{IN}) se aplică tensiunea de intrare care nu trebuie să depășească 1 V la circuitul cu variație liniară a lungimii baretei și 2 V la cele cu variație logaritmică a baretei, pentru a se aprinde toate cele cinci LED-uri. Curentul prin diodele LED, indiferent de numărul diodelor aprinse este de circa 20 mA, dacă terminalul 12 este conectat la masă. Cînd la terminalul 12 se injectează curent din exterior, curentul prin LED-uri scade și are valoarea $I_{LED} = 20\ mA \div 40 \cdot I_{com}$. Se poate vedea că acest curent de comandă nu poate depăși valoarea de 0,5 mA.

Circuitele integrate din seria UAA170 și UAA180 pot comanda mai multe diode LED. Astfel, primele pot comanda pînă la 16 LED-uri iar celelalte pînă la 12 LED-uri. Tensiunea de alimentare este de 0 ÷ 18 V, tensiunea de intrare de maxim 6 V, iar curentul debitat pe LED este de 15 mA.

În figura 10.17 se prezintă o schemă de VU-metru realizat cu circuitul integrat UAA180, care poate coman-

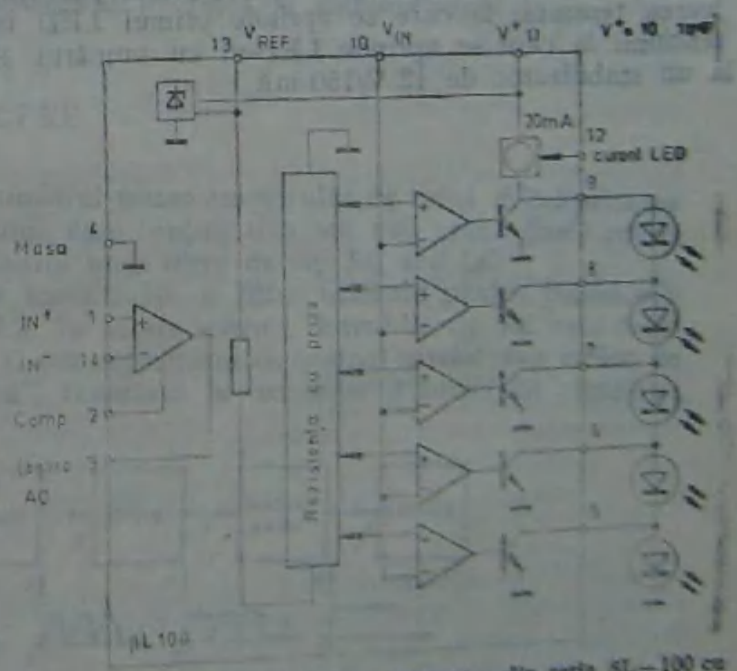


Fig. 10.16. Configurația circuitelor integrate din seria βL—100 cu 14 terminale.

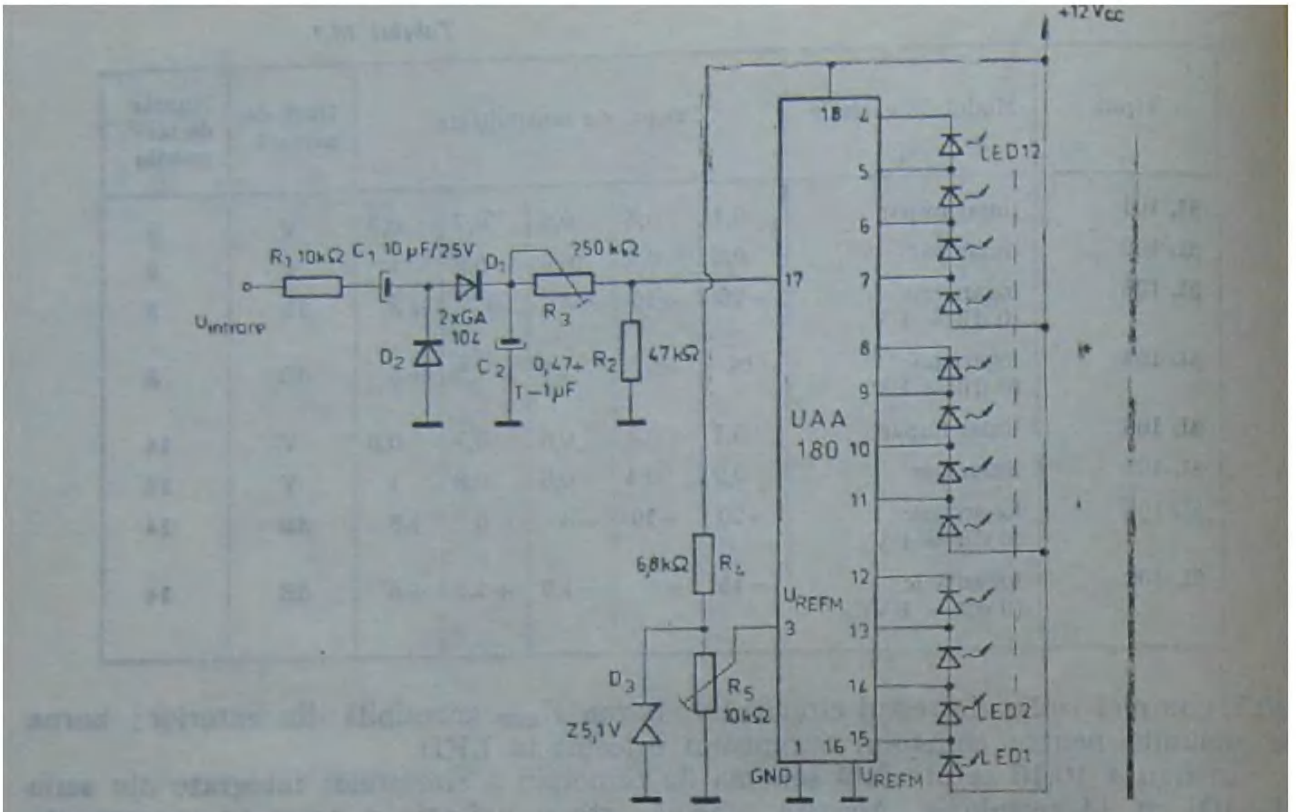


Fig. 10.17. VU-metru cu circuitul integrat UAA180.

da 12 diode LED. Circuitul format din rezistoarele R4, R5 și dioda Zener D3 fixează așa-zisa tensiune de referință maximă la valoarea de 6 V (dată în catalog). Circuitul de intrare este format din condensatorul de cuplaj C1, redresorul cu diodele D1, D2 și filtrul C2. Din divizorul potențiometric R2, R3 se fixează valoarea tensiunii la care se aprinde primul LED iar din R5 se fixează valoarea tensiunii la care se aprinde LED-ul cu numărul 12. Montajul se alimentează de la un stabilizator de 12 V/150 mA.

11. SURSE DE ALIMENTARE

Aparatura electronică, inclusiv amplificatoarele de audio-frecvență necesită pentru alimentarea cu energie electrică o sursă de tensiune continuă. Aceasta se obține în mod obișnuit de la baterii sau de la rețeaua de curent alternativ prin redresare și filtrare.

Deoarece amplificatoarele de audiofrecvență sînt construite pentru a debita puteri de ordinul a 1 W pînă la peste 200 W, sursele de alimentare trebuie să fie capabile să debiteze puteri de același ordin de mărime. Tensiunile pot atinge valori pînă la 100 V în cazul alimentărilor nesimetrice (±50 V în cazul alimentării simetrice) iar curenții de vîrf absorbiți de la aceste surse pot atinge valori pînă la 10 A.

Pentru a garanta buna funcționare a unui amplificator de audiofrecvență și pentru a obține performanțe corespunzătoare este necesar ca tensiunea continuă de alimentare să fie stabilizată.

Schema bloc a unei surse de tensiune stabilizată este prezentată în figura 11.1. În cazul alimentării de la baterii sau acumulatoare, lipsește transformatorul, redresorul și filtrul. În cazul aparaturii mai puțin pretențioase poate lipsi stabilizatorul.

În cele ce urmează se prezintă elementele componente ale schemei bloc, în ordinea: redresorul și filtrul, transformatorul de rețea și stabilizatorul.

11.1. *REDRESOARE ȘI FILTRE*

Tensiunea alternativă din secundarul transformatorului de rețea avînd valoarea efectivă U_2 este aplicată redresorului, care conține una sau mai multe diode redresoare, și apoi este filtrată cu ajutorul unor filtre de tip RC sau LC.

Schemele tipice de redresoare monofazate și filtre utilizate pentru puteri sub 500 W sînt prezentate în figura 11.2. În aceste scheme, filtrul de tip RC este compus din condensatorul electrolitic C (cu capacitatea de ordinul sutelor sau miilor de microfarazi) și „rezistența internă" raportată la secundar a sursei de tensiune

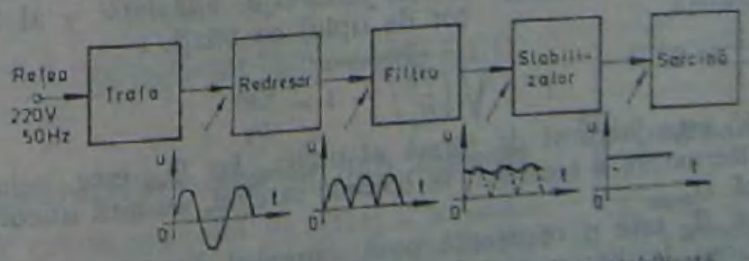


Fig. 11.1. Schema bloc a unei surse de tensiune stabilizată.

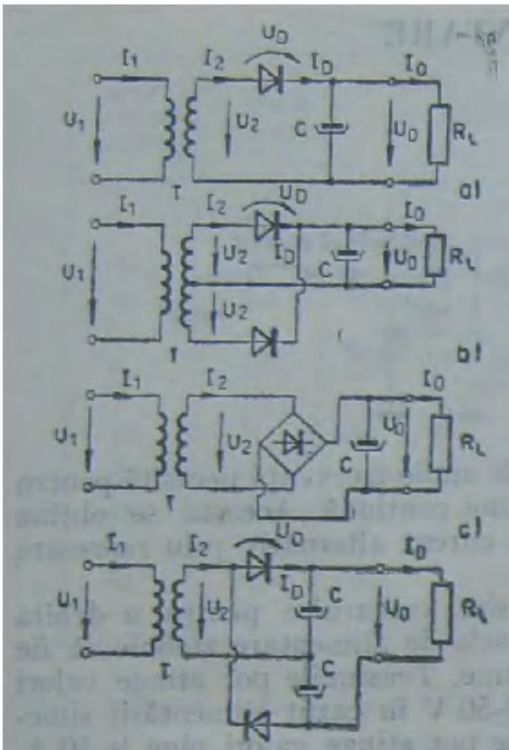


Fig. 11.2. Redresoare monofazate: a — monoalternanță; b — cu priză mediană; c — în punte; d — cu dublare de tensiune.

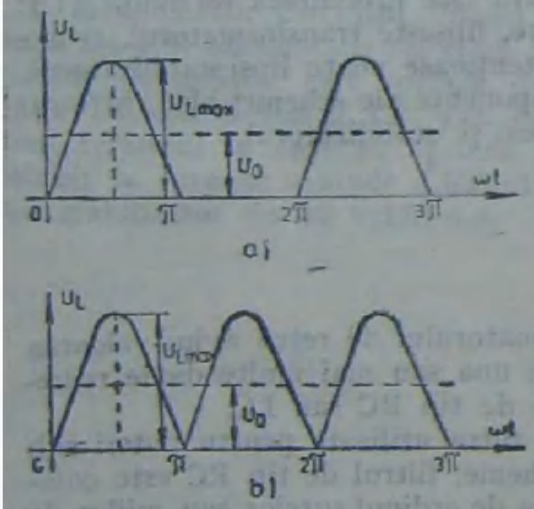


Fig. 11.3. Cronogramele semnalelor corespunzătoare redresoarelor monofazate: a — redresoare monoalternanță; b — redresoare bialternanță.

alternativă. Alimentarea transformatorului în primar se face de la tensiunea alternativă monofazată avînd valoarea efectivă $U_1 = 220$ V și frecvența $f = 50$ Hz. Sarcina se consideră pur rezistivă ($\cos \varphi = 1$) și este notată cu R_L.

Denumirile consacrate pentru schemele din figura 11.2 sînt următoarele:

— redresor monofazat monoalternanță (figura 11.2, a)

— redresor monofazat cu priză mediană (figura 11.2, b)

— redresor monofazat în punte (figura 11.2, c)

— redresor monofazat cu dublare de tensiune (figura 11.2, d)

a) Funcționarea redresorului fără condensator de filtraj

În absența condensatorului C, tensiunea u_0 la bornele sarcinii, redresată și nefiltrată are formele de undă indicate în figura 11.3. Forma de undă din figura 11.3, a corespunde redresării unei singure alternanțe și se realizează cu montajele din figura 11.2, a și d, iar forma de undă din figura 11.3, b corespunde redresării ambelor alternanțe și se realizează cu montajele din figura 11.2, b și c.

Se definește *valoarea medie* a tensiunii redresate prin relația:

$$U_0 = \frac{1}{T}\int_0^T u_L \cdot \mathrm{d}t = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} u_L(\omega t) \cdot \mathrm{d}(\omega t) \quad (11.1)$$

iar *valoarea efectivă* a sa, prin relația:

$$U_L = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T u_L^2 \cdot \mathrm{d}t} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} u_L^2(\omega t) \cdot \mathrm{d}(\omega t)} \quad (11.2)$$

Prin intermediul acestor două valori se definește *factorul de ondulație* γ al tensiunii (factor de riplu) cu relația:

$$\gamma = \sqrt{\left(\frac{U_L}{U_0}\right)^2 - 1} = \frac{U_{alt}}{U_0} \quad (11.3)$$

unde $U_L/U_0 = K_f$ este factorul de formă al undei, iar U_{alt} este valoarea efectivă a componentei alternative a tensiunii la bornele sarcinii, numită uneori și „tensiune de brum", notată U_{brum}.

Dacă sarcina R_L este o rezistență pură, curentul i_L prin sarcină are aceeași formă cu tensiunea la borne u_L, deci același factor de ondulație.

În cazul redresării unei singure alternanțe, relațiile (11.1) și (11.2) devin:

$$U_0 = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} U_{Lmax} \cdot \sin \omega t \cdot \mathrm{d}(\omega t) = \frac{1}{\pi} \cdot U_{Lmax} \tag{11.4}$$

$$U_L = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} U_{Lmax}^2 \cdot \sin^2 \omega t \cdot \mathrm{d}(\omega t)} = \frac{1}{2} U_{Lmax}, \tag{11.5}$$

și, conform relației (11.3), factorul de ondulație al tensiunii este

$$\gamma = \sqrt{\frac{\pi^2}{4} - 1} \approx 1{,}21 = 121\% \tag{11.6}$$

În cazul redresării ambelor alternanțe se obține $U_0 = 2U_{Lmax}/\pi$, $U_L = U_{Lmax}/\sqrt{2}$, iar factorul de ondulație devine

$$\gamma = \sqrt{(\pi^2/8) - 1} \cong 0{,}48 = 48\% \tag{11.7}$$

Valoarea maximă a tensiunii la bornele sarcinii U_{Lmax} depinde foarte mult de rezistența internă a sursei. Considerînd schema echivalentă a redresorului (fig. 11.4) se poate scrie relația:

$$u_L = \frac{R_L}{r_1' + r_2 + r_D + R_L} \cdot u_2, \tag{11.8}$$

sau

$$U_{Lmax} = \frac{R_L}{r_1 + r_2 + r_D + R_L} \cdot U_2\sqrt{2}, \tag{11.9}$$

unde r_1' este rezistența primarului raportată la secundar ($r_1' = r_1/K_T^2$; K_T este raportul de transformare al transformatorului, $K_T = U_1/U_2 \approx I_2/I_1 \approx N_1/N_2$); r_2 este rezistența secundarului, iar r_D este rezistența dinamică a diodei în conducție.

Rezistența internă r_i a sursei este deci formată din rezistența transformatorului $r_{tr} = r_1' + r_2$ în serie cu rezistența dinamică a diodei r_D. În mod uzual, dioda este considerată în calcule nu prin rezistența sa dinamică r_D, ci prin căderea de tensiune la bornele sale $U_D \approx 0{,}65$ V.

Relația (11.9) arată că tensiunea maximă la bornele sarcinii U_{Lmax} este cu atît mai aproape de valoarea $U_2\sqrt{2}$ cu cît rezistența internă $r_i = r_{tr} + r_D$ este mai mică față de rezistența de sarcină R_L. Pentru $r_i/R_L < 1/20$ se poate considera $U_{Lmax} \approx U_2\sqrt{2}$. Micșorarea acestui raport contribuie totodată la îmbunătățirea randamentului redresorului care are expresiile:

$$\eta_R = \frac{40{,}6}{1 + \dfrac{r_i}{R_L}}\ \% \quad \text{(redresor monoalternanță)} \tag{11.10}$$

$$\eta_R = \frac{81{,}2}{1 + \dfrac{r_i}{R_L}}\ \% \quad \text{(redresor bialternanță)} \tag{11.11}$$

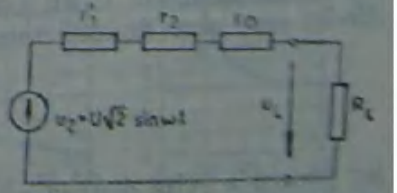


Fig. 11.4. Schema echivalentă a redresorului monoalternanță.

b) Funcționarea redresorului cu filtru capacitiv

Conectarea condensatorului de filtraj C în paralel cu sarcina R_L are drept scop micșorarea factorului de ondulație γ a tensiunii la bornele sarcinii

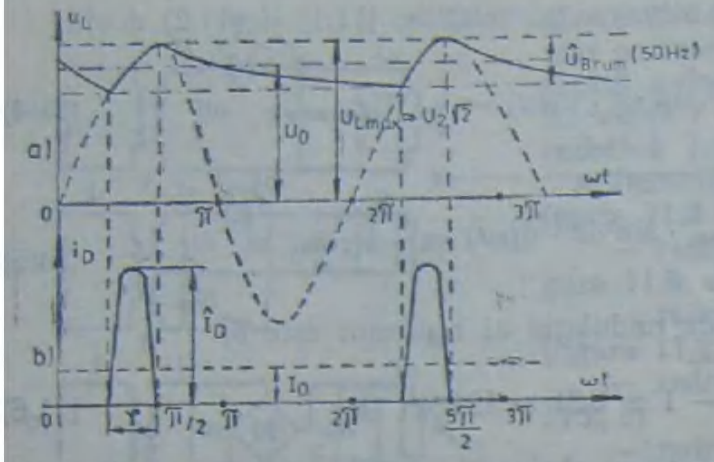


Fig. 11.5. Forme de undă corespunzătoare redresorului monoalternanță cu filtru C.

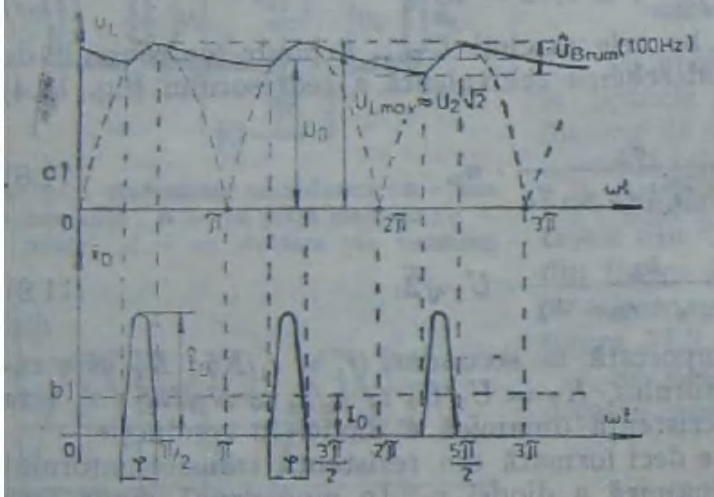


Fig. 11.6. Forme de undă pentru redresorul bialternanță și filtru C.

care nu trebuie să depășească 10%. Se obțin astfel formele de undă din figura 11.5 pentru redresorul monoalternanță și respectiv fig. 11.6 pentru redresorul bialternanță.

Se observă o creștere importantă a componentei continue U_0 a tensiunii la bornele sarcinii, apropiindu-se foarte mult de valoarea $U_{Lmax} \approx U_2\sqrt{2}$. Factorul de ondulație care semnifică de fapt ponderea tensiunii de brum în procente este mult micșorat. În desen este figurată tensiunea de brum vîrf la vîrf, avînd frecvența de 50 Hz la redresarea monoalternanță și respectiv 100 Hz la redresarea bialternanță. Valoarea efectivă a tensiunii de brum se poate determina cu formulele empirice

$$U_{br} = 4{,}5\, I_0/C$$

(redresor monoalternanță) (11.12)

$$U_{br} \cong 1{,}71_0/C$$

(redresor bialternanță), (11.13)

unde I_0 este curentul continuu de sarcină măsurat în mA, C este capacitatea de filtraj măsurată în μF conectată în paralel cu sarcina, iar U_{br} rezultă în V (valoare efectivă).

Un alt aspect inportant este cel referitor la curentul i_D prin diode. Fiecare diodă se află în conducție în cîte o semiperioadă a tensiunii alternative un timp scurt, dat de unghiul φ de deschidere al diodei. Deoarece în acest interval scurt condensatorul C se încarcă cu sarcină astfel încît să se poată obține valoarea medie a curentului I_0, rezultă curenți de vîrf I_D prin diode de valori foarte mari (vezi fig. 11.5, b și 11.6, b). Curentul de vîrf prin diode depinde atît de unghiul φ de deschidere al diodei, cît și de curentul de sarcină I_0. În mod curent, valorile de vîrf $\hat{I}_D$ pot fi de $5 \div 10$ ori mai mari decît curentul continuu I_0. În afară de aceasta, în regim tranzitoriu, la conectarea redresorului la rețea, cînd condensatorul C nu este încă încărcat cu sarcină, pot apare supracurenți prin diode, care sînt limitați numai de rezistența internă a redresorului:

$$\hat{I}_{Dmax} = \frac{U_2\sqrt{2}}{r_1' + r_2 + r_D}, \tag{11.14}$$

iar pentru a evita distrugerea diodelor se recomandă conectarea în serie cu condensatorul sau cu diodele, a unei rezistențe suplimentare r_S, avînd valoarea $r_S = (0{,}1 \div 0{,}2)\, R_L = (0{,}1 \div 0{,}2)\, U_0/I_0$, tipic $0{,}5 \div 2\Omega$.

c) Proiectarea redresorului cu filtru capacitiv

Pentru proiectare se presupun cunoscute: tensiunea continuă U_0 la bornele sarcinii, curentul continuu de sarcină I_0, frecvența rețelei de alimentare $f = 50$ Hz (în aplicații speciale frecvența poate fi 400 Hz) și factorul de ondulație $\gamma = (U_{alt}/U_0) \cdot 100\%$. Etapele de proiectare sînt:

1. Se determină rezistența echivalentă (în ohmi) a transformatorului cu formula:

$$r_{tr} = r'_1 + r_2 = K_{RC} \cdot \frac{U_0}{I_0 \cdot f \cdot B_m} \sqrt[4]{\frac{\alpha \cdot f \cdot B_m}{U_0 I_0}}, \tag{11.15}$$

unde B_m este inducția magnetică maximă din miez, avînd valoarea de 1,2 ÷ 1,6 T la frecvența de 50 Hz și 1 ÷ 1,3 T la frecvența de 400 Hz: α este numărul de miezuri magnetice ($\alpha = 1$ pentru tole de tip E + I cu ambele înfășurări pe miezul central; $\alpha = 2$ pentru miezuri în formă de U cu înfășurările dispuse simetric pe ambele coloane); f este frecvența rețelei (50 Hz sau 400 Hz); K_{RC} este un coeficient care depinde de tipul redresorului cu filtru capacitiv și are valoarile date în tabelul nr 11.1.

2. Se determină parametrul A cu relația:

$$A = \frac{I_0 \cdot \pi \cdot r_i}{p \cdot U_0}, \tag{11.16}$$

unde p este numărul alternanțelor redresate ($p = 1$ pentru redresorul monoalternanță și redresorul cu dublare de tensiune; $p = 2$ pentru redresorul cu priză mediană și redresorul în puncte); r_i este rezistența internă a redresorului:

$$r_i = r_{tr} + n \cdot r_D, \tag{11.17}$$

n fiind numărul diodelor aflate în conducție într-o alternanță ($n = 2$ pentru schema în punte, $n = 1$ pentru celelalte scheme). Rezistența dinamică a unei diode cu siliciu se poate considera $r_D \approx 0{,}02\ \Omega$.

3. În funcție de parametrul A calculat cu relația (11.16) se determină valorile B, D, F și H din graficele trasate în figurile 11.7, 11.8 și 11.9.

4. Se determină parametrii transformatorului și diodelor

Tabelul 11.1

Tipul redresorului	Schema	Valoarea lui K_{RC}
Redresor monofazat monoalternanță	Fig. 11.2, a	2,3
Redresor monofazat cu priză mediană	Fig. 11.2, b	4,7
Redresor monofazat în punte	Fig. 11.2, c	3,5
Redresor monofazat cu dublare de tensiune	Fig. 11.2, d	0,9

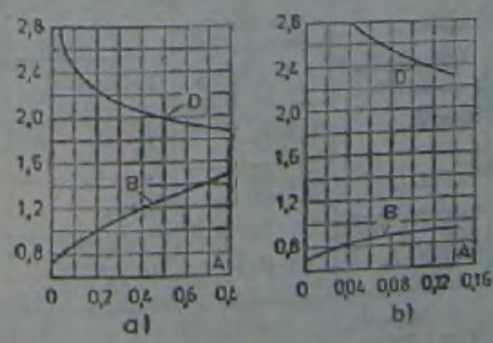


Fig. 11.7. Diagramă pentru calculul parametrului B și D.

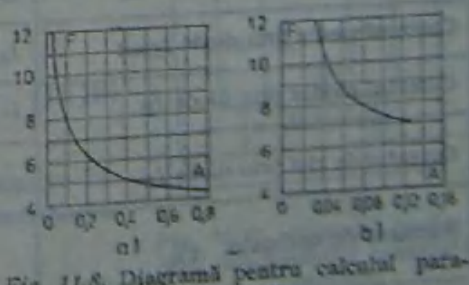


Fig. 11.8. Diagramă pentru calculul parametrului F.

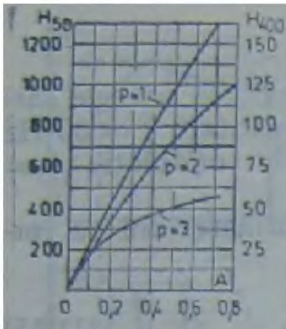


Fig. 11.9. Diagramă pentru calculul parametrului H.

redresoare cu relațiile date în tabelul nr. 11.2. (În cazul redresorului cu priză mediană din figura 11.2, b, tensiunea U_2 se măsoară între un capăt al înfășurării și priza mediană).

5. Se determină capacitatea condensatorului de filtraj cu formula

$$C = \frac{100 \cdot H}{r_i \cdot \gamma}, \tag{11.18}$$

unde C rezultă în μF, dacă r_i este dat în Ω și γ în procente.

Exemplu. Să se proiecteze un redresor cu filtru capacitiv, capabil să debiteze un curent continuu $I_0 = 1$A, la o tensiune continuă $U_0 = 30$ V, cu un factor de ondulație $\gamma = 5\%$.

Să presupunem că alegem schema de redresare în punte, având montajul din figura 11.2, c.

1. Rezistența echivalentă a transformatorului este (relația 11.15):

$$r_{tr} = 3{,}5 \cdot \frac{30}{1 \cdot 50 \cdot 1{,}2} \cdot \sqrt[4]{\frac{1 \cdot 50 \cdot 1{,}2}{30 \cdot 1}} = 2{,}08\,\Omega$$

Rezistența internă a redresorului este (relația 11.17)

$$r_i = r_{tr} + 2r_D = 2{,}08 + 2 \cdot 0{,}02 = 2{,}12\,\Omega$$

2. Se determină parametrul A:

$$A = \frac{1 \cdot \pi \cdot 2{,}12}{2 \cdot 30} = 0{,}11$$

Tabelul 11.2

Parametrul \ Tipul redresorului	Redresor monoalternanță	Redresor cu priză mediană	Redresor în punte	Dublor de tensiune
Valoarea efectivă a tensiunii din secundar U_2	$B \cdot U_0$	$B \cdot U_0$	$B \cdot U_0$	$0{,}5B \cdot U_0$
Curentul efectiv din secundar I_2	$D \cdot I_0$	$0{,}5 \cdot D \cdot I_0$	$0{,}7 \cdot D \cdot I_0$	$1{,}4D \cdot I_0$
Curentul efectiv din primar I_1	$\sqrt{D^2-1} \cdot I_0/K_T$	$0{,}7DI_0/K_T$	$0{,}7DI_0/K_T$	$1{,}4DI_0/K_T$
Puterea de calcul din secundar P_2	$0{,}5B(D+\sqrt{D^2-1})U_0I_0$	$0{,}85BDU_0I_0$	$0{,}7BDU_0I_0$	$0{,}7BDU_0I_0$
Tensiunea inversă pe diode U_{inv}	$2{,}82 \cdot B \cdot U_0$	$2{,}82 \cdot B \cdot U_0$	$1{,}41 \cdot B \cdot U_0$	$1{,}41 \cdot B \cdot U_0$
Curentul mediu prin diode I_{Dmed}	I_0	$0{,}5 \cdot I_0$	$0{,}5 \cdot I_0$	I_0
Curentul efectiv prin diode I_D	$D \cdot I_0$	$0{,}5 \cdot D \cdot I_0$	$0{,}5 \cdot D \cdot I_0$	$D \cdot I_0$
Curentul de vîrf prin diode $\hat{I}_D$	$F \cdot I_0$	$0{,}5 \cdot F \cdot I_0$	$0{,}5 \cdot F \cdot I_0$	$F \cdot I_0$
Factorul de ondulație $\gamma\%$	$\gamma = \frac{100 \cdot H}{C \cdot r_i}$			

3. Din graficele din figurile 11.7, 11.8 și 11.9 se determină valorile: $B = 0{,}92$; $D = 2{,}4$; $F = 7{,}5$ și $H = 170$.

4. Conform tabelului nr. 11.2, se calculează parametrii transformatorului și ai redresorului:

$$U_2 = B \cdot U_0 = 0{,}92 \cdot 30 = 27{,}6 \text{ V}; \quad I_2 = 0{,}707 \cdot 2{,}4 \cdot 1 = 1{,}7 \text{ A}$$

$$K_T = \frac{U_1}{U_2} = \frac{220}{27{,}6} = 8; \quad I_1 = \frac{I_2}{K_T} = \frac{1{,}7}{8} = 0{,}212 \text{ A}$$

$$P_2 = U_2 \cdot I_2 = 27{,}6 \cdot 1{,}7 = 47 \text{ W}; \quad U_{INV} = 1{,}41 \cdot 27{,}6 = 39 \text{ V}$$

$$I_{Dmed} = 0{,}5 \cdot 1 = 0{,}5 \text{ A}; \quad I_D = 0{,}5 \cdot 2{,}4 \cdot 1 = 1{,}2 \text{ A}; \quad \hat{I}_D = 0{,}5 \cdot 7{,}3 \cdot 1 = 3{,}65 \text{ A}$$

Se va alege puntea redresoare monofazată 1PM 05 care are: tensiunea inversă de vîrf repetitivă $V_{RRM} = 50$ V, curentul mediu redresat $I_0 = 1{,}2$ A, curentul direct de vîrf repetitiv $I_{FRM} = 4$A.

Valoarea capacității condensatorului este

$$C = \frac{100 \cdot 170}{2{,}12 \cdot 5} = 1600 \ \mu\text{F}$$

Se va alege fie condensatorul tip EG74 · 80, avînd $C = 2200$ μF/40 V, fie condensatorul tip EG74 · 78, avînd $C = 1500$ μF/40 V (în acest din urmă caz, rezultă un factor de ondulație γ de 5,3%).

11.2. *TRANSFORMATOARE DE REȚEA*

Transformatoarele de rețea pentru alimentarea instalațiilor și echipamentelor de audiofrecvență sînt de obicei monofazate și au puteri sub 500 VA. Miezul feromagnetic este confecționat din tole de oțel electrotehnic, de tipul E + I, ștanțate „fără deșeuri". Aceste tole au dimensiunile date în figura 11.10, unde parametrul a poate lua una din valorile: 6,4; 8; 10; 12; 14; 16; 18; 20 etc. (în milimetri). Spre exemplu, tolele (E + I)10 au parametrul $a = 10$ mm, rezultînd dimensiunile de gabarit ale transformatorului (fără a socoti grosimea h a pachetului de tole): lungimea $L = 6 \cdot 10 = 60$ mm, lățimea $l = 5 \cdot 10 = 50$ mm. Cele mai importante caracteristici ale miezului sînt: secțiunea $S = 2 \cdot a \cdot h$, unde h este grosimea pachetului de tole și aria ferestrei (ocupate de înfășurări) $S_f = 3a^2$ (vezi figura 11.10).

Pentru grosimea pachetului de tole se recomandă valoarea:

$$h = (1{,}8 \div 2{,}6)\, a \qquad (11.18)$$

Pentru *proiectarea transformatorului de rețea* se pornește de la mărimile electrice din secundarul său, care se presupun cunoscute: U_2 este valoarea efectivă a tensiunii din secundar, iar I_2 este valoarea efectivă a curentului din înfășurarea secundară.

Rezultă puterea de calcul din secundar:

$$P_2 \simeq U_2 I_2 \quad [\text{VA}] \qquad (11.19)$$

(vezi par. 11.1 și tabelul nr. 11.2)

În cazul în care în secundar se află mai multe înfășurări, puterea de calcul se determină prin însumarea puterilor pentru fiecare înfășurare în parte:

$$P_2 = U_2' I_2' + U_2'' I_2'' + \cdots \qquad (11.20)$$

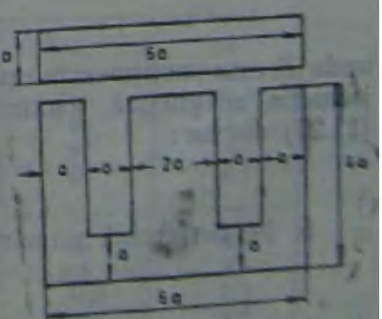


Fig. 11.10. Diagramă pentru calculul dimensiunilor miezului feromagnetic.

Puterea de calcul se mai poate determina în mod aproximativ și în funcție de puterea maximă a amplificatorului de audiofrecvență P_{0max} cu relația

$$P_2 = (1{,}8 \div 2{,}2)\, P_{0max}, \tag{11.21}$$

unde s-a admis un randament de transfer global $\eta_g = 0{,}45 \div 0{,}55$ de la rețea, la etajul final al amplificatorului de putere.

Etapele de proiectare ale transformatorului de rețea sînt următoarele:

1. Se determină puterea din primarul transformatorului:

$$P_1 = \frac{P_2}{\eta_t}, \tag{11.22}$$

unde η_t (randamentul transformatorului) are valori cuprinse între 0,8 și 0,9 pentru puteri pînă la 250 VA și valori între 0,9 și 0,94 pentru puteri cuprinse între 250 VA și 500 VA.

În acesată etapă se determină și curentul din primarul transformatorului

$$I_1 = \frac{P_1}{U_1} \tag{11.23}$$

2. Se determină secțiunea miezului transformatorului:

$$S = (1{,}1 \div 1{,}5)\sqrt{P_1}, \tag{11.24}$$

unde S se măsoară în cm² și P_1 în VA. Coeficientul $1{,}1 \div 1{,}5$ se alege în funcție de calitatea miezului. Pentru tole laminate la rece se ia 1,1, iar pentru tole de calitate slabă se ia coeficientul 1,5.

3. Se alege tipul de tolă, determinînd parametrul a cu formula:

$$a = 10 \cdot \sqrt{\frac{S}{3{,}6 \div 5{,}2}} = (4{,}4 \div 5{,}3)\sqrt{S}, \tag{11.25}$$

unde a se măsoară în mm, iar S în cm².

Rezultă grosimea (în mm) pachetului de tole:

$$h = 50\, S/a \tag{11.26}$$

4. Se determină numărul de spire pe volt:

$$n_0 = \frac{10^4}{4{,}44 \cdot f \cdot B_m \cdot S}, \tag{11.27}$$

unde S este secțiunea miezului (în cm²), f este frecvența rețelei (50 Hz) iar B_m este inducția magnetică maximă în miez. Dacă se admite ovaloare $B_m = 1\ T$, relația (11.27) devine:

$$n_0 = 45/S \tag{11.28}$$

5. Se determină numărul de spire a înfășurării primare:

$$N_1 = n_0 U_1 \tag{11.29}$$

și a înfășurării secundare

$$N_2 = (1{,}05 \div 1{,}1) \cdot n_0 \cdot U_2, \tag{11.30}$$

unde s-a admis o cădere de tensiune de circa $(5 \div 10)\%$ pe înfășurări.

6. Se determină diametrul conductoarelor din primar și secundar:

$$d_1 = (0{,}79 \div 0{,}65)\sqrt{I_1} \tag{11.31}$$

$$d_2 = (0{,}79 \div 0{,}65)\sqrt{I_2}, \tag{11.32}$$

unde d_1 și d_2 rezultă în mm, I_1 și I_2 în amperi, iar pentru densitatea de curent J s-a propus valoarea $J = 2 \div 3$ A/mm². Pentru $J = 2{,}5$ A/mm² rezultă $d = 0{,}71\sqrt{I}$.

Conductoarele pot fi alese în funcție de tabelul nr. 11.3. În acest tabel se dă și numărul de spire pe cm² pentru fiecare tip de conductor.

7. Se verifică dacă bobinajul încape în fereastra transformatorului. Pentru aceasta se calculează aria secțiunilor transversale ale înfășurării primare și secundare cu relațiile:

$$S_1 = N_1/n_{S1}, \tag{11.33}$$

$$S_2 = N_2/n_{S2}, \tag{11.34}$$

unde n_{S1} și n_{S2} reprezintă numărul de spire pe cm² ale celor două înfășurări, date în tabelul nr. 11.3.

Tabelul 11.3

d [mm]	S [mm²]	I_{max} [mA]			n_S [spire/cm²]		n_1 [spire/cm²]
		$J = 2$ [A/mm²]	$J = 2{,}5$ [A/mm²]	$J = 3$ [A/mm²]	fără izolație între straturi	cu izolație între straturi	
0,05	0,00196	3,9	4,9	5,9	16210	12150	125
0,07	0,00385	7,7	9,6	11,6	10390	7790	100
0,10	0,00785	15,7	19,6	23,6	5760	4520	76
0,12	0,0113	22,6	28,2	33,9	4600	3610	66
0,15	0,0177	35,3	44,2	53	2880	2260	55
0,18	0,0254	51	63,7	76,5	2050	1730	47
0,20	0,0314	62,9	78,6	94,3	1715	1465	44
0,22	0,0380	76	95	114	1460	1210	39
0,25	0,0491	98	123	147	1140	978	35
0,28	0,0616	122	154	185	925	813	31
0,30	0,0707	141	177	212	807	722	29
0,35	0,096	192	240	289	594	530	25
0,40	0,126	252	315	378	470	350	22
0,45	0,159	318	398	477	371	277	20
0,50	0,196	392	490	590	300	224	18
0,55	0,238	475	594	713	246	190	16
0,60	0,283	566	707	848	209	162	15
0,65	0,331	662	838	993	180	142	14
0,70	0,385	770	960	1150	153	125	13
0,75	0,442	882	1110	1331	134	110	12,3
0,80	0,503	1000	1256	1510	127	96	11,4
0,85	0,568	1140	1420	1700	106	87	11
0,90	0,636	1270	1590	1910	93	78	10,2
0,95	0,710	1420	1775	2130	84	70	9,8
1,00	0,785	1570	1960	2360	75	65	8,3
1,20	1,131	2260	2820	3400	52	40,5	7,7
1,40	1,54	3080	3850	4620	39	30,7	6,7
1,50	1,767	3530	4420	5300	33,5	26,5	6,2
2,00	3,14	6280	7850	9420	19	16	4,7

Se calculează coeficientul de umplere al ferestrei transformatorului:

$$K_u = \frac{S_1 + S_2}{Sf} \cong \frac{S_1 + S_2}{3a^2} \qquad (11.35)$$

(În această relație a se măsoară în cm). Acest coeficient trebuie să fie cuprins între limitele $K_u = 0,4 \div 0,6$. O valoare prea mică a coeficientului de umplere înseamnă utilizarea nerațională a miezului (subdimensionarea transformatorului), iar o valoare mai mare decît 0,6 conduce la riscul de a nu încăpea bobinajul în fereastră.

Exemplu. Să se proiecteze un transformator de rețea ($U_1 = 220$ V ; $f = 50$ Hz), care să debiteze în secundar un curent $I_2 = 1,5$ A, la o tensiune $U_2 = 30$ V. Puterea secundară de calcul este $P_2 = U_2 I_2 = 30 \cdot 1,5 = 45$ VA.

1. Puterea din primar este

$$P_1 = P_2/\eta = 45/0,83 = 54 \text{ VA},$$

iar curentul primar este

$$I_1 = P_1/U_1 = 54/220 = 0,245 \text{ A}$$

2. Secțiunea miezului:

$$S = 1,2\sqrt{P_1} = 1,2\sqrt{54} = 8,8 \text{ cm}^2$$

3. Se calculează parametrul a:

$$a = (4,4 \div 5,3)\sqrt{S} = 4,7 \cdot \sqrt{8,8} = 14 \text{ mm}$$

Se vor alege tole (E + I)14. Grosimea pachetului de tole este

$$h = 50S/14 = 50 \cdot 8,8/14 = 31 \text{ mm}$$

4. Numărul de spire pe volt este

$$n_0 = 45/S = 45/8,8 = 5,11 \text{ spire/volt}$$

5. Numărul de spire din primar și din secundar este:

$$N_1 = n_0 \cdot U_1 = 5,11 \cdot 220 = 1120 \text{ spire}$$
$$N_2 = 1,07 \cdot n_0 \cdot U_2 = 1,07 \cdot 5,11 \cdot 30 = 164 \text{ spire}$$

6. Diametrul conductoarelor este:

$$d_1 = 0,71\sqrt{I_1} = 0,71\sqrt{0,245} = 0,35 \text{ mm}$$
$$d_2 = 0,71\sqrt{I_2} = 0,71\sqrt{1,5} = 0,85 \text{ mm}$$

7. Se verifică coeficientul de umplere al ferestrei

$$S_1 = N_1/n_{S1} = 1120/594 = 1,88 \text{ cm}^2$$
$$S_2 = N_2/n_{S2} = 164/106 = 1,54 \text{ cm}^2$$
$$K_u = (S_1 + S_2)/(3a^2) = (1,88 + 1,54)/(3 \cdot 1,4^2) = 0,58$$

Acest coeficient este cuprins între 0,4 și 0,6, deci înfășurările încap în fereastră.

11.3. *STABILIZATOARE DE TENSIUNE*

Stabilizatoarele de tensiune sînt circuite electronice de tip cuadripol, care se conectează între sursa de alimentare de curent continuu (obținută după redresare și filtrare) și consumator, avînd rolul de a menține constantă tensiunea la bornele

consumatorului în raport cu variațiile tensiunii sursei, ale rezistenței de sarcină, ale temperaturii ambiante, sau ale altor factori perturbatori.

În figura 11.11, a se prezintă schema stabilizatorului sub forma unui cuadripol, iar în figurile 11.11, b și 11.11, c se prezintă cele două tehnici principale de realizare ale unui stabilizator de tensiune: cu element de reglare de tip serie (E.S.), respectiv cu element de reglare de tip paralel (E.P.).

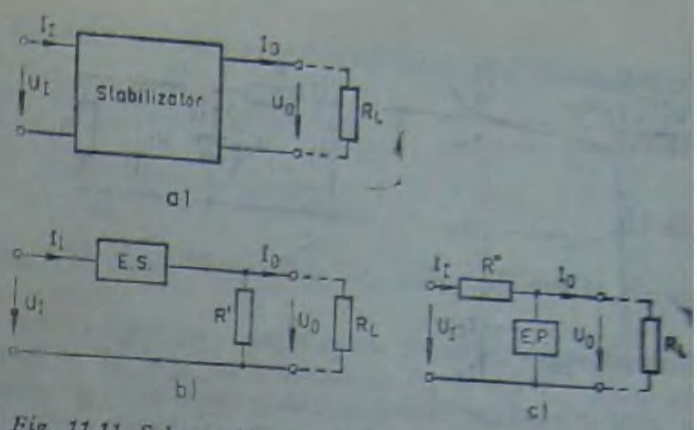


Fig. 11.11. Schema bloc a stabilizatorului de tensiune: a — cuadripol; b — cu element de reglare de tip serie; c — cu element de reglare de tip paralel.

Pentru aprecierea performanțelor unui stabilizator de tensiune se definesc următoarele mărimi caracteristice:

— coeficientul de stabilizare S_0 (față de tensiunea de alimentare) prin relația:

$$S_0 = \frac{\Delta U_I}{\Delta U_0}, \text{ la } I_0 \text{ și } T \text{ constante};$$

— coeficientul de temperatură S_T prin relația:

$$S_T = \frac{\Delta U_0}{\Delta T}, \text{ la } U_I \text{ și } I_0 \text{ constante};$$

— rezistența de ieșire (internă) R_0, prin relația:

$$R_0 = -\frac{\Delta U_0}{\Delta I_0}, \text{ la } U_I \text{ și } T \text{ constante};$$

— eficiența (randamentul) stabilizatorului η, prin relația:

$$\eta = \frac{P_0}{P_I} = \frac{U_0 I_0}{U_I I_I}$$

Stabilizatoarele cu element de reglaj serie au performanțe mai bune decît cele cu element de reglaj paralel; cu toate acestea, stabilizatoarele de tip paralel se utilizează în unele aplicații datorită simplității schemei (vezi stabilizatoarele cu diode Zener) și a faptului că nu necesită circuite speciale de protecție la suprasarcină sau scurtcircuit la ieșire.

11.3.1. STABILIZATOARE DE TENSIUNE CU COMPONENTE DISCRETE

Stabilizatoarele de tensiune cu componente discrete sînt folosite datorită unor cerințe practice, cum ar fi: simplitatea schemei de stabilizare, gama largă de variație a tensiunii stabilizate etc. Aceste stabilizatoarea sînt de următoarele tipuri: stabilizatoare parametrice, stabilizatoare cu reacție și stabilizatoare în regim de comutație.

a) Stabilizatoare de tensiune parametrice

Stabilizarea parametrică a tensiunii se bazează pe proprietatea diodelor Zener de a menține într-un domeniu dat (domeniu de stabilizare) tensiunea constantă la bornele lor. Performanțele acestor stabilizatoare sînt strict determinate de caracteristica tensiune-curent (fig. 11,12, a) a diodelor Zener folosite.

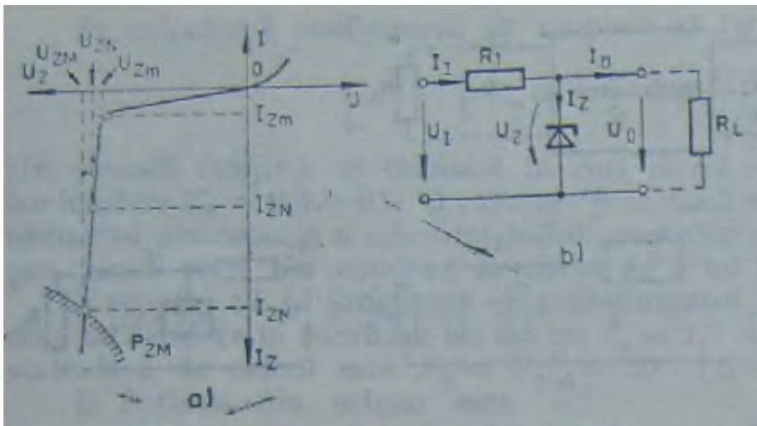


Fig. 11.12. Stabilizator parametric cu DZ: a — caracteristica tensiune-curent a DZ; b — schema electrică.

Diodele Zener sînt caracterizate prin următoarele mărimi electrice: tensiunea nominală U_{ZN} și curentul nominal I_{ZN}; tensiunea minimă U_{Zm} și curentul minim I_{Zm}; tensiunea maximă U_{ZM} și curentul maxim I_{ZM}; puterea maximă disipată P_{ZM}. Semnificația acestor mărimi poate fi urmărită în figura 11.12, a. Se fabrică diode Zener pentru tensiuni nominale cuprinse între limitele $3 \div 200$ V, curenți nominali între limitele 5 mA $\div$ 1 A și puteri în gama $0{,}25 \div 50$ W.

În schemele simple de stabilizare, diodele Zener (DZ) se conectează în paralel cu rezistența de sarcină R_L, așa cum se indică în figura 11.21, b. Acest stabilizator este de tipul „cu element de reglaj paralel".

Coeficientul de stabilizare (față de tensiunea de alimentare) se calculează cu relația:

$$S_0 = \frac{R_1}{r_Z}, \tag{11.36}$$

unde R_1 este rezistența de balast, iar

$$r_Z = \frac{U_{ZM} - U_{Zm}}{I_{ZM} - I_{Zm}} \tag{11.37}$$

este rezistența dinamică a diodei Zener în zona sa activă.

Rezistența de ieșire (internă) a stabilizatorului este aproximativ egală cu rezistența dinamică a diodei Zener:

$$R_0 = r_Z \tag{11.38}$$

Un stabilizator cu DZ are deci performanțe cu atît mai bune, cu cît rezistența dinamică a diodei Zener este mai mică și cu cît rezistența de balast R_1 este mai mare. Dar creșterea rezistenței de balast R_1 atrage după sine creșterea tensiunii de alimentare U_1 a stabilizatorului și totodată micșorarea randamentului acestuia.

Pentru proiectarea stabilizatorului cu diodă Zener se pornește de la mărimile electrice cerute de sarcină, U_0 și I_0, și de la limitele $U_{Im} \div U_{IM}$ și $I_{om} \div I_{oM}$ de variație ale tensiunii nestabilizate, respectiv ale curentului de sarcină. Ținînd cont de aceste date, se determină rezistența de balast R_1, iar apoi se alege dioda Zener.

Rezistența de balast se determină cu relația:

$$R_1 = \frac{U_{Im} - U_0}{I_{oM} + I_{Zm}}, \tag{11.39}$$

unde U_0 este tensiunea la bornele sarcinii, egală cu tensiunea nominală a diodei Zener U_{ZN}, iar I_{Zm} este curentul minim de la care DZ asigură stabilizarea tensiunii (cuprins de obicei între 1 mA și 5 mA).

Se determină apoi puterea maximă disipată pe diodă:

$$P_{ZM} = U_0 \cdot \left(\frac{U_{IM} - U_0}{R_1} - I_{om} \right) \tag{11.40}$$

Dioda Zener aleasă trebuie să fie capabilă să disipe această putere la temperatura maximă a mediului în care funcționează.

Se determină apoi valorile maxime și minime ale curentului prin dioda Zener:

$$I_{Zmax} = \left(\frac{U_{IM} - U_{ZM}}{R_1} - I_{om}\right) < I_{ZM} \tag{11.41}$$

$$I_{Zmin} = \left(\frac{U_{Im} - U_{Zm}}{R_1} - I_{oM}\right) > I_{Zm} \tag{11.42}$$

în care U_{ZM}, U_{Zm}, I_{ZM} și I_{Zm} sînt date de catalog ale DZ, indicate în figura 11.12, b.

Exemplu. Să se proiecteze un stabilizator pentru un receptor care consumă un curent I_0 cuprins între 5 mA și 50 mA, la o tensiune $U_0 = 7{,}5$ V, știind că variațiile tensiunii rețelei (transmise la intrarea stabilizatorului) sînt de +10% și −15% din tensiunea nominală. Prin urmare: $I_{om} = 5$ mA, $I_{oM} = 50$ mA, $U_0 = 7{,}5$ V, $U_{Im} = 0{,}85\ U_I$, $U_{IM} = 1{,}1\ U_I$. Se admite că $I_{Zm} = 5$ mA.

Se alege valoarea nominală a tensiunii de intrare: $U_I = (1{,}5 \div 2{,}5) \cdot U_0 = 15$ V. Se determină rezistența de balast: $R_1 = ((0{,}85 \cdot 15 - 7{,}5)/0{,}05 + 0{,}005) = 95{,}5\ \Omega$. Se alege $R_1 = 100\ \Omega$. Se determină puterea maximă disipată pe diodă: $P_{ZM} = 7{,}5 \cdot ((1{,}1 \cdot 15 - 7{,}5)/100 - 0{,}005) = 0{,}63$ W. Din catalog, se alege DZ de 1 W, de tipul PL7V5Z, cu parametrii: $U_{Zm} = 7$ V, $U_{ZN} = 7{,}5$ V, $U_{ZM} = 7{,}9$ V, $I_{ZM} = 130$ mA, $r_Z = 7\ \Omega$. Se verifică $I_{Zmax} = ((1{,}1 \cdot 15 - 7{,}9)/100 - 0{,}005) = 0{,}081\text{A} < 0{,}13\text{ A} = I_{ZM}$ și $I_{Zmin} = (0{,}85 \cdot 15 - 7)/100 - 0{,}05 = 0{,}0075\text{ A} > 5\text{ mA} = I_{Zm}$.

În figura 11.13 se prezintă cîteva variante de stabilizatoare de tensiune cu diode Zener, variante care urmăresc în principal îmbunătățirea performanțelor stabilizatorului.

Montajul din figura 11.13, a utilizează conectarea în cascadă a două stabilizatoare de tipul celui descris anterior. Prin aceasta se îmbunătățește factorul de stabilizare global, care devine egal cu produsul factorilor de stabilizare ai fiecărui etaj în parte. Este evident că în această configurație $U_{Z1} > U_{Z2}$, și $I_1 > I_2 > I_0$. Dezavantajul principal al stabilizatorului parametric cu mai multe etaje constă în randamentul său foarte mic, deoarece sînt necesare tensiuni de intrare mari în raport cu tensiunea stabilizată.

Compensarea termică a diodei Zener se poate realiza prin plasarea în serie cu aceasta a una sau mai multor diode cu siliciu polarizate direct (fig. 11.13, b). Diodele Zener cu tensiuni peste 5V au coeficientul de temperatură pozitiv, pe cînd diodele cu siliciu au coeficient de temperatură negativ (circa −2 mV/°C), ca urmare, este posibilă compensarea termică a

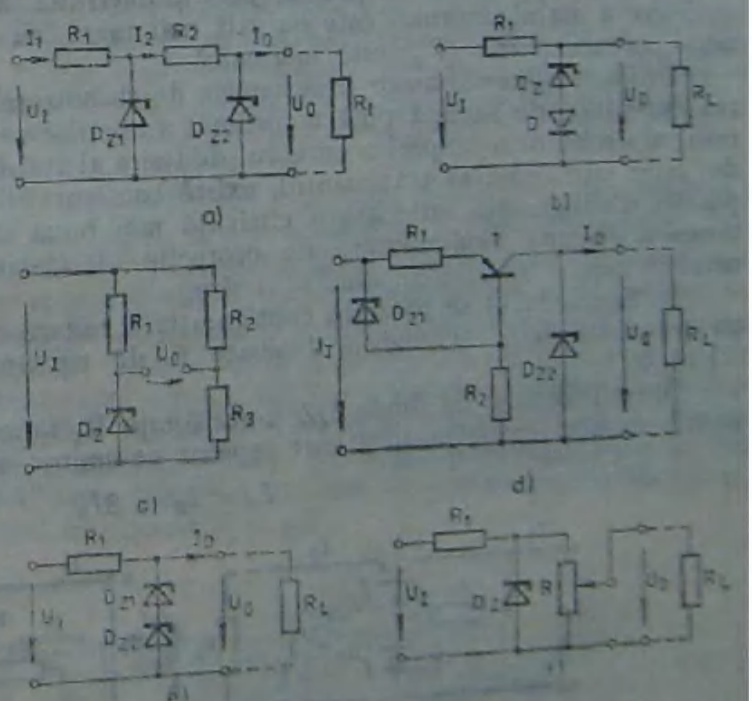


Fig. 11.13. Variante de stabilizatoare de tensiune cu DZ: a — cu conectare în cascadă; b — cu compensare termică; c — cu montaj în punte; d — cu generator de curent constant; e — cu conectare în serie; f — cu reglajul lui U_0.

acestora, la variația temperaturii mediului. Inconvenientul metodei constă în faptul că, odată cu creșterea tensiunii Zener, crește numărul de diode de compensare necesare.

O îmbunătățire a stabilizării în raport cu tensiunea de intrare se poate obține cu montajul în punte din figura 11.13, c. El este utilizat în situațiile în care rezistența dinamică r_Z a diodei Zener este relativ mare (DZ cu tensiuni nominale de 100 ÷ 200 V au rezistențe dinamice de ordinul sutelor de ohmi, pînă la ordinul kiloohmilor). Cu ajutorul rezistenței R_3 se echilibrează efectul rezistenței r_Z. Echilibrarea se obține corect numai la o singură valoare a curentului, care se alege la mijlocul domeniului de lucru prevăzut.

În figura 11.13, d se prezintă un stabilizator, la care rezistența de balast R_1 se înlocuiește printr-un montaj de tip generator de curent constant, format din grupul R_1, R_2, DZ1 și tranzistorul T. El menține curentul de colector constant în raport cu variațiile tensiunii de intrare U_I. Grupul R_2, DZ1 funcționează ca un stabilizator parametric obișnuit, tensiunea la bornele diodei DZ1 fiind practic constantă. Aceeași tensiune practic constantă se regăsește și la bornele rezistenței R_1, deci curentul de emitor al tranzistorului (și cel de colector) nu se modifică semnificativ, ca urmare, punctul de funcționare pe caracteristica diodei DZ2 nu se modifică la variațiile tensiunii de intrare între limitele U_{Im} și U_{IM}. Acest montaj, pe lîngă faptul că are un coeficient de stabilizare foarte mare, are și un randament ridicat.

Prin conectarea în serie a mai multor diode Zener (care pot admite același curent) se poate extinde limita tensiunii stabilizate (fig. 11.13, e). În acest montaj, dacă unele diode au coeficientul de temperatură pozitiv, iar altele negativ, este posibilă o compensare globală cu temperatura a stabilizatorului.

Montajul din figura 11.13, f permite obținerea unei tensiuni stabilizate U_0 de valoare reglabilă, prin intermediul potențiometrului R. În acest montaj rezistența de ieșire a stabilizatorului este cu atît mai mare, cu cît tensiunea de sarcină obținută potențiometric (U_0) este mai mică.

Utilizarea tranzistoarelor în schemele de stabilizare parametrică permite extinderea curenților de sarcină pînă la ordinul amperilor sau zecilor de amperi. Tranzistorul are rolul de a amplifica curentul de ieșire al stabilizatorului. În funcție de modul cum este conectat tranzistorul, există configurații de tip serie, serie-paralel sau paralel. Configurația serie are o eficiență mai bună decît configurația paralel, însă necesită circuite suplimentare de protecție ale elementului serie împotriva suprasarcinii sau a scurtcircuitului la ieșire.

În figura 11.14 se prezintă configurația standard a unui stabilizator parametric cu *tranzistor serie*. Tranzistorul poate fi de tip *npn* (fig. 11.14, a) sau *pnp* (fig. 11.14, b).

Grupul format din dioda DZ și rezistența R_1 funcționează ca stabilizator parametric simplu. Tranzistorul T este repetor pe emitor, asigurînd în sarcină curentul

$$I_0 = I_E = \beta I_B \qquad (11.43)$$

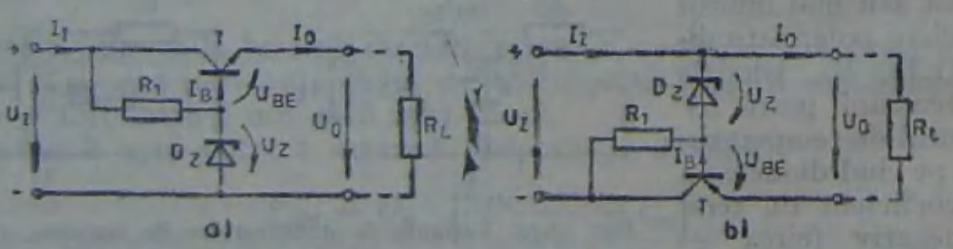


Fig. 11.14. Stabilizator parametric cu tranzistor serie: a — cu tranzistor *npn*; b — cu tranzistor *pnp*.

și tensiunea constantă:

$$U_0 = U_Z - U_{BE} \qquad (11.44)$$

Față de un stabilizator simplu cu diodă Zener, schema cu tranzistor din figura 11.14 prezintă avantajul că poate furniza un curent de β ori mai mare decît cel furnizat de dioda Zener, practic la aceeași tensiune stabilizată, deci se poate stabiliza tensiunea la bornele unei sarcini avînd puterea de β ori mai mare. Utilizarea repetorului asigură totodată micșorarea rezistenței de ieșire de β ori, adică $R_0 \cong r_Z/\beta$. Factorul de stabilizare este egal cu cel dat de grupul DZ, R1 adică $S_0 \cong R_1/r_Z$.

Exemplu. Să se proiecteze un stabilizator cu tranzistor serie (fig. 11.14, a) pentru alimentarea unei sarcini care consumă un curent I_0, care variază între limitele 50 mA ÷ 250 mA, la o tensiune U_0 de 9 V, cunoscînd că tensiunea de intrare este $U_I = 15 \pm 3$ V (variații de ±20% din tensiunea nominală). Pentru polarizarea corespunzătoare a tranzistorului serie se impune tensiunea $U_{CE_{min}} > 2 \ldots 3$ V.

Proiectarea constă în alegerea tranzistorului T, dimensionarea grupului stabilizator R1 — DZ, după metodica expusă mai înainte și verificarea parametrilor stabilizatorului.

Se verifică tensiunea minimă la bornele tranzistorului: $U_{CE_{min}} = U_{I_m} - U_0 = 12 - 9 = 3$ V > 2 V. Se determină căderea de tensiune maximă și puterea maximă disipată la bornele tranzistorului serie: $U_{CE_{max}} = U_{I_M} - U_0 = 18 - 9 = 9$ V; $P_{d_{max}} = U_{CE_{max}} \cdot I_{0M} = 9 \cdot 0{,}25 = 2{,}25$ W. Se alege tranzistorul BD135 cu caracteristicile $I_{CM} = 1$ A, $U_{CE_0} = 45$ V, $P_{dM} = 6{,}5$ W, $\beta = 40 \div 140$.

Curentul de bază maxim al tranzistorului $I_{BM} = I_{0M}/\beta_{min} = 250/40 = 6{,}25$ mA. Tensiunea diodei Zener: $U_Z = U_0 + U_{BE} = 9 + 0{,}6 = 9{,}6$ V. Se alege DZ cu parametrii: $U_{ZN} = 10$ V, $U_{Z_m} = 9{,}4$ V, $U_{ZM} = 10{,}6$ V, $I_{Z_m} = 2$ mA, $I_{ZM} = 32$ mA, $P_{ZM} = 0{,}4$ W, $r_Z = 15\ \Omega$.

Cu relația (11.36) se determină valoarea rezistenței R1: $R1 = (U_{I_m} - U_Z)/(I_{BM} + I_{Z_m}) = (12 - 10)/(6{,}25 + 2)\text{k}\Omega = 250\ \Omega$. Se verifică DZ, cu relațiile (11.40)...(11.42): $P_{Z_{max}} = U_Z\,[(U_{IM} - U_Z)/R1 - I_{0m}/\beta_{max}] = 10[(18 - 10)/250 - 50 \cdot 10^{-3}/150] = 0{,}32$ W < 0,4 W = P_{ZM}; $I_{Z_{max}} = (U_{IM} - U_{ZM})/R1 - I_{0M}/\beta_{max} = (18 - 10{,}6)/0{,}25 - 50/150 = 29$ mA < 32 mA = I_{ZM}; $I_{Z_{min}} = (U_{I_m} - U_{Z_m})/R1 - I_{0M}/\beta_{min} = (12 - 9{,}4)/0{,}25 - 250/40 = 4$ mA > 2 mA = I_{Z_M}.

Parametrii stabilizatorului proiectat sînt: $\eta = (U_0 I_0)/(U_I I_I) = 9 \cdot 0{,}25/[15 \cdot (0{,}25 + 0{,}013)] = 0{,}57 = 57\%$; $S_0 \cong R_1/r_Z = 250/15 = 16{,}6$; $R_0 \cong r_Z/\beta_{min} = 15/40 = 0{,}37\ \Omega$. În figura 11.15 se prezintă schema alimentatorului stabilizat, proiectat mai sus, unde tensiunea alternativă este furnizată de transformatorul cu priză mediană, avînd în secundar valoarea 2 × 12 V (valoare efectivă). Această tensiune este redresată de către diodele 1N4001 și filtrată de grupul R_1—C_1 și R_2 — C_2. La bornele condensatorului C2 se obține o tensiune continuă de valoare $U_I = 15 \pm 3$ V (variațiile de ±3 V provin din variațiile tensiunii rețelei), care reprezintă tensiunea de intrare a stabilizatorului. La ieșirea stabilizatorului se află o rezistență R4 de „presarcină" care asigură un curent de pornire pentru tranzistor, în situația în care alimentatorul funcționează în gol.

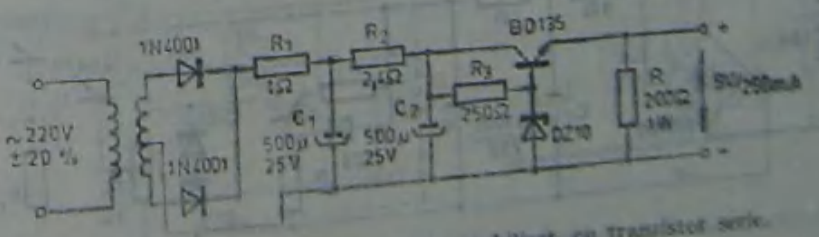


Fig. 11.15. Exemplu de alimentator stabilizat cu tranzistor serie.

O schemă de stabilizator care poate realiza la ieșire o tensiune stabilizată reglabilă este prezentată în figura 11.16. Tensiunea la ieșirea stabilizatorului este $U_0 = U_Z R_3/(R_2 + R_3) - U_{BE}$. Performanțele schemei de bază (fig. 11.14) se pot îmbunătăți atît în sensul micșorării rezistenței interne, cît și în sensul măririi factorului de stabilizare al stabilizatorului.

Pentru micșorarea rezistenței interne și creșterea curentului de sarcină a stabilizatorului, se utilizează fie conectarea în paralel a mai multor tranzistoare (fig. 11.17, a), fie conectarea tranzistoarelor în montaj Darlington (fig. 11.17, b, c). Tranzistoarele T1 și T2 la conexiunea lor în paralel trebuie selectate în funcție de mărimea factorului lor de amplificare β și trebuie protejate prin rezistențele R_E de egalizare a curenților. Factorul de amplificare a grupării în paralel este egal cu 2β. Pentru montajul Darlington (cu tranzistoare *npn* — figura 11.17, b, sau cu tranzistoare *pnp* — figura 11.17, c) factorul de amplificare este egal cu produsul factorilor de amplificare în curent al celor două tranzistoare $\beta = \beta_1\beta_2$.

Creșterea coeficientului de stabilizare se poate realiza utilizînd montajul din figura 11.13, d, în care punctul de funcționare al diodei Zener se stabilizează printr-un generator de curent constant.

În figura 11.18 se prezintă o schemă de sursă de tensiune stabilizată reglabilă, cu performanțe bune, realizată pe baza observațiilor de mai sus. Tensiunea alternativă a rețelei de 18 V obținută prin intermediul transformatorului de rețea este redresată de puntea redresoare 3PM05 și filtrată de grupul R1 — C1, R2 — C2. La bornele condensatorului C2 se obține tensiunea de intrare în stabilizator $U_i = 20 \pm 3$ V.

Grupul format din componentele R3, R4, DZ3 și T3 constituie un generator de curent constant pentru diodele DZ1 și DZ2, conectate în serie. Aceste diode

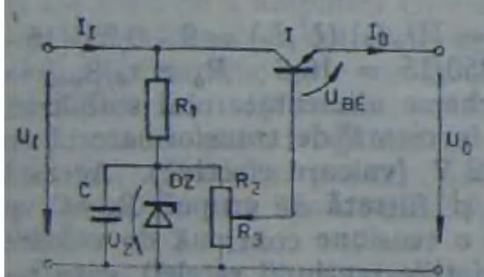


Fig. 11.16. Stabilizator de tensiune cu ieșire reglabilă.

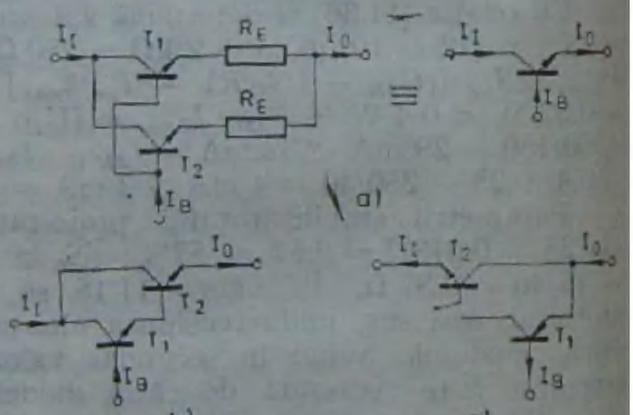


Fig. 11.17. Tranzistoare compuse: a — în paralel; b — montaj Darlington cu tranzistoare *npn*; b — montaj Darlington cu tranzistoare *pnp*.

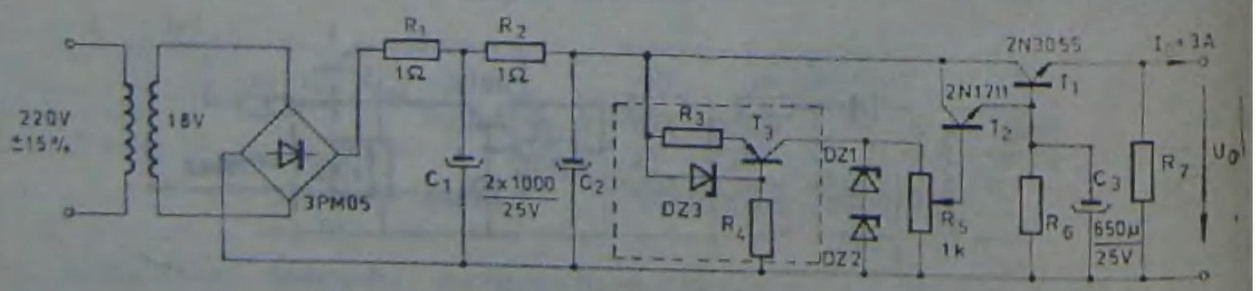


Fig. 11.18. Sursă de tensiune stabilizată reglabilă.

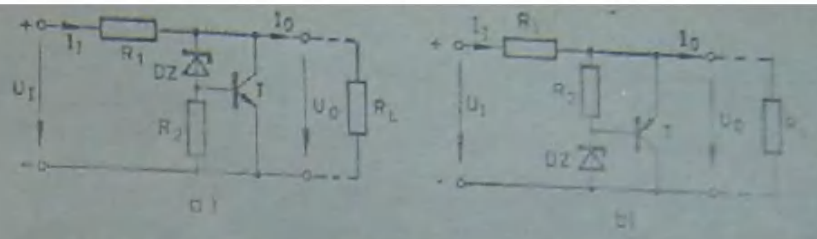


Fig. 11.19. Stabilizator parametric de tip paralel: a — cu tranzistor *npn*; b — cu tranzistor *pnp*.

sînt de tipul PL6V8, avînd fiecare $U_{ZN} = 6{,}8$ V, rezultînd o tensiune stabilizată reglabilă (prin potenţiometrul R) pînă la valoarea $U_0 = 2 \cdot 6{,}8 - 2 \cdot 0{,}6 = 12{,}4$ V. Montajul Darlington format din tranzistoarele T1 şi T2 poate debita un curent de sarcină de pînă la 3 A. Rezistenţa de presarcină R7 are valoarea de 120 Ω.

Configuraţia paralel a stabilizatorului parametric cu tranzistor este prezentată în figura 11.19. (cu tranzistor *npn* — figura 11.19, a şi cu tranzistor *pnp* — figura 11.19, b). Se poate observa că valoarea tensiunii stabilizate este

$$U_0 = U_Z + U_{BE} \tag{11.45}$$

Circuitul prezintă avantajul unei bune stabilizări datorate tranzistorului T. Dacă tensiunea la bornele sarcinii tinde să crească, de exemplu, creşte şi tensiunea U_{BE}, care comandă mărirea curentului de colector, deci mărirea căderii de tensiune pe rezistenţa R1, şi deci, revenirea tensiunii de sarcină la valoarea sa iniţială. Prin urmare variaţiile de tensiune datorate tensiunii de intrare sau modificării sarcinii sînt compensate de variaţiile curentului în rezistenţa R1. Faţă de stabilizatorul parametric simplu cu DZ, stabilizatorul paralel asigură un curent de ieşire şi o putere stabilizată mult mai mare (de circa 3 ori).

Se pot obţine tensiuni stabilizate reglabile, cu schemele din figura 11.20. În schema din figura 11.20, a, $U_0 < U_Z$, iar în cea din figura 11.20, b, $U_0 > U_Z$. Rezultă tensiunile reglabile potenţiometric:

$$U_0 = \frac{R_3}{R_3 + R_4} \cdot U_Z + U_{BE}, \tag{11.46}$$

respectiv

$$U_0 = \frac{R_2 + R_3}{R_3} \cdot U_Z + U_{BE} \tag{11.47}$$

Exemplu. Să se proiecteze un stabilizator cu tranzistor în configuraţie paralel (fig. 11.19, a) avînd tensiunea stabilizată +9 V, limitele de variaţie ale curentului de sarcină $I_{0m} = 20$ mA şi $I_{0M} = 200$ mA şi ale tensiunii de alimentare $U_{Im} = 14$ V şi $U_{IM} = 18$ V.

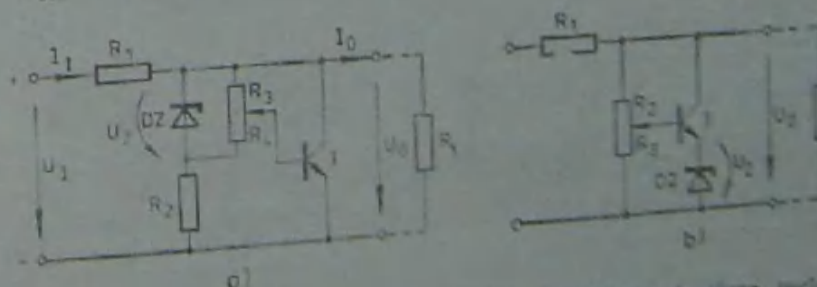


Fig. 11.20. Schema unui stabilizator de tip paralel cu tensiune reglabilă.

Alegerea diodei Zener: $U_Z = U_0 - U_{BE} = 9 - 0{,}6 = 8{,}4$ V. Se alege dioda Zener de mică putere DZ8V2 avînd $U_{ZN} = 8{,}2$ V, la $I_{ZN} = 5$ mA.

Calculul rezistenței de balast: $R_1 = (U_{1m} - U_0)/(I_{0M} + I_{Cm}) = (14 - 9)/(1{,}1 \cdot 0{,}2) = 23\ \Omega$. Se alege $R1 = 22\ \Omega$. Curentul minim de colector se consideră de circa $0{,}1 \cdot I_{0M}$.

Alegerea tranzistorului: Puterea disipată pe R_1 este $P_{R1M} = (U_{1M} - U_0)^2/R_1 = (18 - 9)^2/22 = 4$ W; puterea disipată pe tranzistor: $P_{dM} = ((U_{1M} - U_0)/R_1 - I_{cm})\,U_0 = ((18 - 9)/22 - 0{,}02) \cdot 9 = 3{,}5$ W. Se alege tranzistorul BD135 cu parametrii: $P_M = 6{,}5$ W, $I_{CM} = 1$ A, $U_{CEM} = 45$ V, $\beta = 40 \div 150$.

Rezistența de polarizare a diodei Zener: $R_2 = U_0/(I_Z + I_{BM}) = 9/(5 + I_{0M}/\beta_{min}) = 9/(5 + 5)\ \text{k}\Omega = 900\ \Omega$ se alege $R_2 = 910\ \Omega$.

Cu aceste valori calculate, schema este cea din figura 11.19, a.

Pentru curenții de sarcină care depășesc 500 mA se recomandă utilizarea tranzistoarelor compuse, în montaj Darlington, așa cum se indică în figura 11.21, pentru stabilizatorul de 9 V/0,5 A.

Îmbinarea calităților funcționale ale stabilizatoarelor serie și ale celor paralel conduce la realizarea unor montaje combinate de tip *serie-paralel* (fig. 11.22). Elementul de reglaj serie este constituit din tranzistoarele T1 și T2 (conexiune Darlington), iar elementul de reglaj paralel este tranzistorul T3. Diodele D1, D2 și D3 compensează DZ și variația tensiunilor U_{BE} cu temperatura.

b) Stabilizatoare de tensiune cu reacție

Stabilizatoarele cu reacție (fig. 11.23) sînt sisteme de reglaj automat care mențin mărimea de ieșire U_0 la o valoare constantă, comandată de mărimea de referință U_{REF}. Mărimea de ieșire U_0, sau o parte din aceasta (kU_0), este comparată în permanență cu mărimea de referință U_{REF}, iar diferența $kU_0 - U_{REF} = \varepsilon$ (eroarea), după o amplificare corespunzătoare, comandă un element regulator care modifică pe U_0, pînă la anularea erorii.

Prin mărirea complexității sistemului de reglare, eroarea poate fi redusă considerabil, rezultînd un stabilizator cu performanțe deosebit de bune. În funcție de modul de conectare a elementului în raport cu sarcina, stabilizatoarele cu reacție sînt de tipul serie, sau de tipul paralel.

Stabilizatoarele serie au un consum mic în gol, un randament ridicat și asigură o stabilizare mai bună decît cele în paralel, în schimb, necesită circuite de protecție speciale la suprasarcină, sau la scurtcircuitarea bornelor de ieșire.

În figura 11.24, a se prezintă cea mai simplă schemă de stabilizator cu reacție cu element de reglaj serie, iar în figurile 11.24, b și 11.24, c, sînt date variante îmbunătățite ale aceleiași scheme.

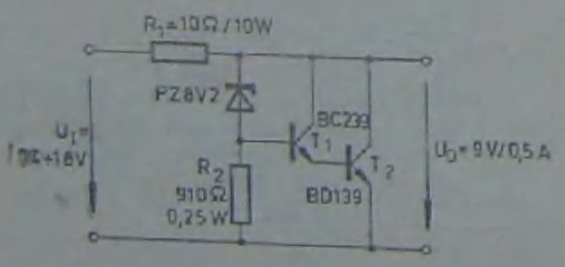


Fig. 11.21. Stabilizator de tensiune pentru curenți mari.

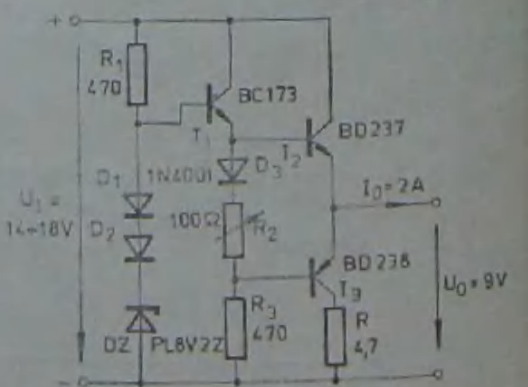


Fig. 11.22. Stabilizator de tensiune de tip serie-paralel.

Tranzistorul T2, avînd rol de comparator și amplificator de eroare, amplifică diferența între tensiunile $kU_0 = U_0(R_2 + R'')/(R1 + R2 + R)$, luată potențiometric, și tensiunea de referință U_{REF}, dată de DZ. Se poate scrie relația $U_0 k = U_{REF} + U_{BE}$, din care rezultă valoarea tensiunii stabilizate

$$U_0 = (U_{REF} + U_{BE}) \cdot \frac{R_1 + R_2 + R}{R_2 + R''} = \frac{U_{REF} + U_{BE}}{k} \qquad (11.48)$$

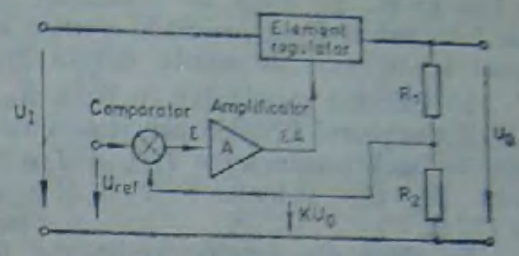


Fig. 11.23. Schema bloc a unui stabilizator cu reacție.

Orice tendință de creștere a tensiunii stabilizate U_0 se traduce prin creșterea tensiunii de eroare e aplicată pe baza tranzistorului T2. Aceasta comandă creșterea curentului său de colector, deci scăderea curentului de bază al tranzistorului T1. Scăderea curentului I_{B1} are ca efect creșterea rezistenței echivalente între emitorul și colectorul tranzistorului T1, deci readucerea tensiunii U_0 la o valoare mai mică, adică se produce stabilizarea tensiunii U_0.

Pentru proiectarea stabilizatorului din figura 11.24 se parcurg următoarele etape: alegerea tranzistorului regulator serie T1, calculul rezistenței de bază R_B, alegerea tranzistorului de comandă T2, alegerea diodei Zener de referință DZ, calculul valorilor rezistențelor divizorului de ieșire $R1$, R, $R2$.

Exemplu. Să se proiecteze un stabilizator serie, cu reacție, care să furnizeze la ieșire o tensiune stabilizată $U_0 = 15$ V, la un curent de 1 A, tensiunea de intrare variind între limitele $U_{Im} = 20$ V și $U_{IM} = 30$ V. Se parcurg etapele enumerate mai sus:

a) Alegerea tranzistorului regulator serie T1.

Se verifică tensiunea minimă colector-emitor: $U_{CEmin} = U_{Im} - U_0 = 20 - 15 = 5\text{ V} > 2 \div 3\text{ V}$. Puterea disipată maximă este $P_{dM} = (U_{IM} - U_0)I_0 = (30 - 15) \cdot$

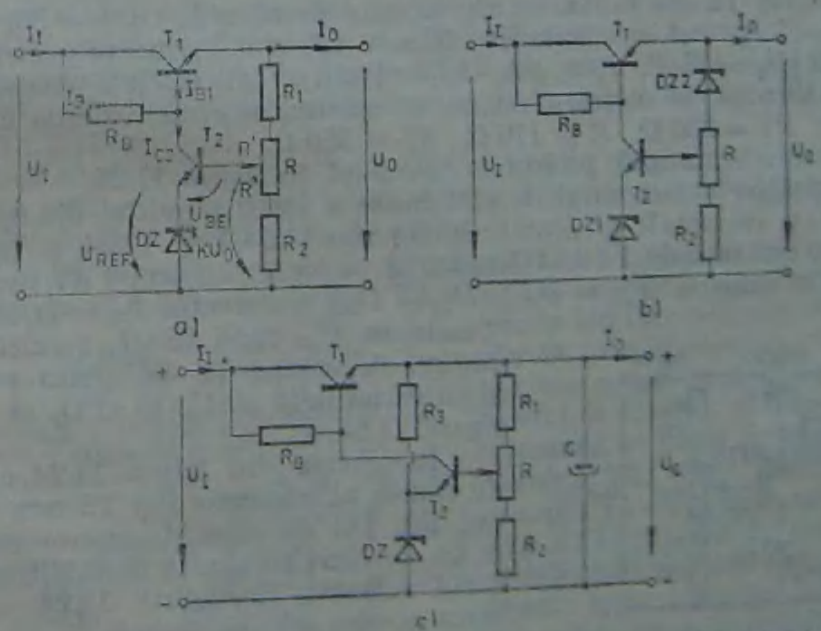


Fig. 11.24. Stabilizatoare cu reacție cu element de reglaj serie:
a — configurația fundamentală; b — c — variante îmbunătățite.

· 1 = 15 W. Se alege un tranzistor capabil să disipe această putere la un curent de 1 A, avînd $U_{CEmax} = 30$ V (pentru a nu se străpunge la $U_{IM} = 30$ V, în ipoteza unui scurtcircuit de scurtă durată la ieșire). Se alege tranzistorul 2N3055.

b) Calculul rezistenței de bază R_B.

Tranzistorul 2N3055 are un factor de amplificare minim $\beta = 20$, deci curentul său de bază maxim aste $I_{B1M} = I_{0M}/\beta_{min} = 1/20 = 0{,}05$ A = 50 mA. Rezistența de bază R_B are valoarea: $R_B = (U_{IM} - U_0 + U_{BE})/I_{B1M} = (20 - 15 + 0{,}6)/0{,}05 = 112\ \Omega$.

Se alege din catalog rezistența $R_B = 110\ \Omega/0{,}5$ W.

c) Alegerea tranzistorului de comandă T2.

Se alege tranzistorul 2N2222 capabil să furnizeze un curent de colector mai mare de 50 mA (pentru comanda tranzistorului T1).

d) Alegerea diodei Zener DZ.

Se alege o diodă cu tensiunea de stabilizare mai mică decît U_0 ($U_Z = kU_0 - U_{BE}$, unde $k < 1$, așa cum rezultă din relația 11.48) și un curent mai mare sau egal cu cel al tranzistorului T2 (50 mA). Se alege tipul PL9VIZ, care are $U_Z = 9{,}1$ V și $I_Z = 50$ mA.

e) Calculul valorilor rezistențelor divizorului R1, R, R2.

Divizorul de tensiune trebuie să îndeplinească următoarele condiții:

— Să realizeze un factor de divizare kU_0 dar de relația (11.48), adică $15 = (9{,}1 + 0{,}6)(R1 + R + R2)/(R2 + R'')$; de aici, $k = (R2 + R'')/(R1 + R + R2) = 9{,}7/15 = 0{,}64$. Se admite un factor de divizare reglabil în limitele $\pm 10\%$, adică se obțin relațiile: $R2/(R1 + R + R2) = 0{,}64 \cdot 0{,}9$ și $(R2 + R)/(R1 + R + R2) = 0{,}64 \cdot 1{,}1$.

— Curentul care trece prin divizor să fie mult mai mic decît curentul de sarcină I_0, dar mult mai mare ca I_{B2}, pentru a nu modifica factorul de divizare k. Aceste cerințe se scriu sub forma:

$$\frac{U_0}{R1 + R + R2} = \left(\frac{1}{50} \div \frac{1}{10}\right) \cdot I_0 \text{ și } \frac{U_0}{R1 + R + R2} = (10 \div 20)\ I_{B2},$$

Dacă tranzistorul T2 are un curent de colector de 50 mA, cu $\beta = 50$, curentul său de bază poate fi $I_{B2} = 1$ mA. Relațiile de mai sus sînt verificate pentru $R1 + R + R2 = 1$ kΩ ($U_0 = 15$ V, $I_0 = 1$ A, $I_{B2} = 1$ mA). Introducînd această valoare în expresiile factorului de divizare minim și maxim, se obțin valorile de catalog ale rezistențelor: $R1 = 330\ \Omega$, $R = 110\ \Omega$, $R2 = 560\ \Omega$.

Schema stabilizatorului proiectat este dată în figura 11.25.

O îmbunătățire a factorului de stabilizare a stabilizatorului din figura 11.24, a, se realizează cu variantele prezentate în figurile 11.24, b și 11.24, c. În schema din figura 11.24, b este introdusă dioda Zener DZ2 în locul rezistenței R1, avînd tensiunea Zener fixată la valoarea $U_{Z2} = U_0 - U_{Z1} - U_{BE}$ și curentul $I_{Z2} = (1/50 \div 1/20) \cdot I_0$. Tensiunea U_{Z2} fiind fixată, rezultă că amplificatorul de eroare T2 va sesiza variațiile ΔU_0 și nu variațiile $k \cdot \Delta U_0$ ($k < 1$), ca în cazul din figura 11.24, a.

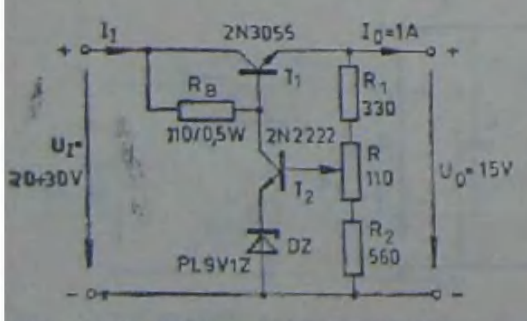


Fig. 11.25. Schema unui stabilizator serie, cu reacție.

În schema din figura 11.24, c, potențialul de emitor al tranzistorului T2 este fixat de grupul R3, DZ de către tensiunea stabilizată U_0 și nu de către tensiunea nestabilizată U_I ca în cazul schemei din figura 11.24, a. La proiectarea acestei scheme trebuie să se țină cont de faptul că rezistența R3 și dioda Zener DZ se aleg astfel încît curentul de emitor al tranzistorului

T2 să fie mult mai mic decît curentul prin rezistența R3, pentru a nu afecta tensiunea de referință U_Z a diodei Zener.

În schemele prezentate în figura 11.24, tranzistorul T2 are atît rolul de a compara tensiunea de reacție kU_0 cu cea de referință U_Z, cît și rolul de amplificator de eroare. În scopul măririi amplificării, între tranzistoarele T1 și T2 se pot intercala unul sau mai multe etaje de amplificare. Un exemplu în acest sens este prezentat în figura 11.26.

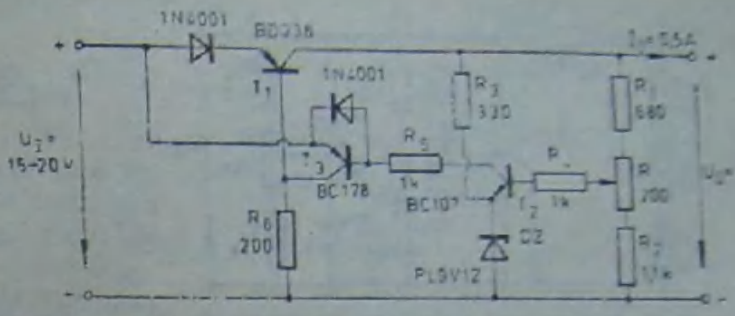


Fig. 11.26. Stabilizator de tensiune cu amplificare mărită pe bucla de reacție

Stabilizatoarele în care etajul de intrare este construit dintr-un etaj diferențial de amplificare realizează performanțe mai bune, decît cele cu amplificare directă. În figura 11.27 este prezentată schema unui astfel de montaj. Elementul de reglaj de tip serie este compus din tranzistoarele T1 și T2 în montaj Darlington (amplificator de curent).

Etajul diferențial amplificator de eroare este compus din tranzistoarele identice T2 și T4 Pe baza tranzistorului T3 se aplică tensiunea de referință U_Z a diodei Zener, iar pe baza tranzistorului T4 se aplică tensiunea de reacție kU_0, obținută potențiometric prin grupul R1, R, R2. Semnalul de eroare $\varepsilon = kU_0 - U_Z$ este amplificat de etajul diferențial și comandă baza tranzistorului T2. Tensiunea stabilizată are valoarea :

$$U_0 = U_Z \cdot \frac{R_1 + R + R_2}{R_2 + R''}$$

Cu două tranzistoare identice în montaj diferențial se realizează și o compensare bună cu temperatura a montajului, deoarece efectele termice asupra celor două tranzistoare se anulează dacă acestea se află permanent la aceeași temperatură. O compensare suplimentară față de temperatură se poate realiza dacă se utilizează ca sursă de referință diode Zener compensate (de exemplu de tipul ROZ 82 A, B, fabricate la ICCE București).

Stabilizatorul de tip paralel cu reacție este mai puțin răspîndit decît stabilizatorul de tip serie. Se utilizează în cazul unor variații mici ale tensiunii de alimentare și a variațiilor bruște ale curentului în sarcină.

În figura 11.28 este prezentată o schemă practică de stabilizator cu reacție, în configurație de tip paralel. Tranzistorul T3 compară tensiunea de referință dată de dioda DZ cu tensiunea de reacție kU_0 (luată potențiometric), iar diferența lor este amplificată de acest etaj. Curentul de colector al tranzistorului T3 comandă curentul de bază al tranzistorului T2, astfel încît tranzistorul compus T1–T2, prin rezistența de balast R1 furnizează la ieșire tensiunea stabilizată U_0, a cărei valoare poate fi fixată între anumite limite prin intermediul potențiometrului R.

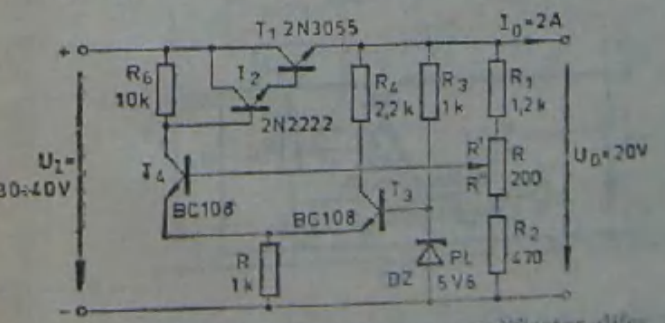


Fig. 11.27. Stabilizator de tensiune cu amplificator diferențial.

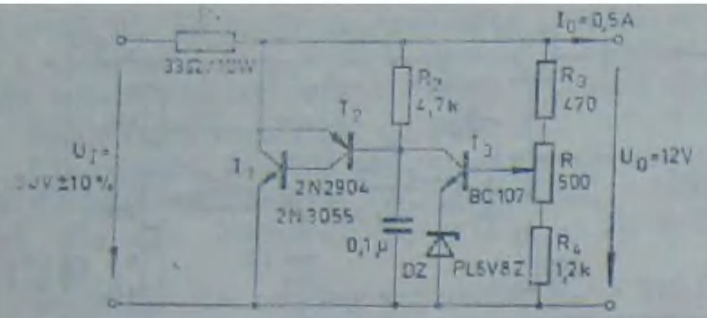


Fig. 11.28. Schema unui stabilizator cu reacție, de tip paralel.

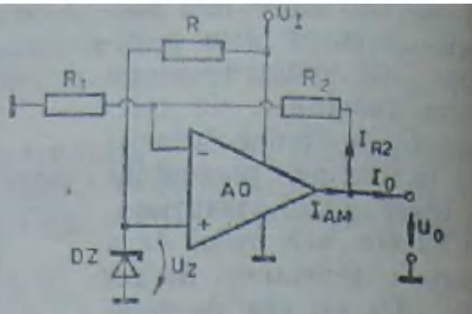


Fig. 11.29. Stabilizator cu AO, pentru curenți de sarcină mici.

Stabilizatoarele de tensiune cu amplificatoare operaționale au căpătat o mare răspîndire, datorită performanțelor care se pot obține în schemele de stabilizare.

În schemele de stabilizatoare AO sînt utilizate atît ca stabilizatoare propriu-zise cît și mai ales ca amplificatoare de eroare în circuitele de reacție pentru comanda elementelor de reglaj de tip serie sau de tip paralel.

În figura 11.29 se prezintă schema unui stabilizator cu AO pentru curenți mici de sarcină (circa 10 mA). Pe intrarea neinversoare a AO se aplică tensiunea U_Z stabilizată de DZ. Amplificatorul neinversor are factorul de amplificare ($A = 1 + R_2/R_1$) constant, independent de tensiunea de alimentare astfel că tensiunea de ieșire este

$$U_0 = (1 + R_2/R_1) \cdot U_Z \tag{11.49}$$

Prin modificarea raportului R_2/R_1 se pot obține tensiuni stabilizate de diverse valori (mai mari decît tensiunea de referință U_Z). Curentul de sarcină este limitat la valoarea curentului maxim I_{AM} debitat de AO, conform relației:

$$I_0 = I_{AM} - U_0/(R_1 + R_2) \tag{11.50}$$

Utilizarea AO în configurația stabilizatoarelor de tensiune este ilustrată în figura 11.30. În ambele scheme din această figură AO compară tensiunea de referință U_{REF} (sau o parte din aceasta kU_{REF}) cu tensiunea de ieșire stabilizată U_0 (sau o parte din aceasta kU_0). Eroarea rezultată prin această comparație este amplificată de către AO și aplicată p baza tranzistorului de reglaj serie T, care acționează în sensul readucerii tensiunii stabilizate U_0 la valoarea impusă.

Valoarea tensiunii stabilizate este dată de relația:

$$U_0 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot U_{REF} \tag{11.51}$$

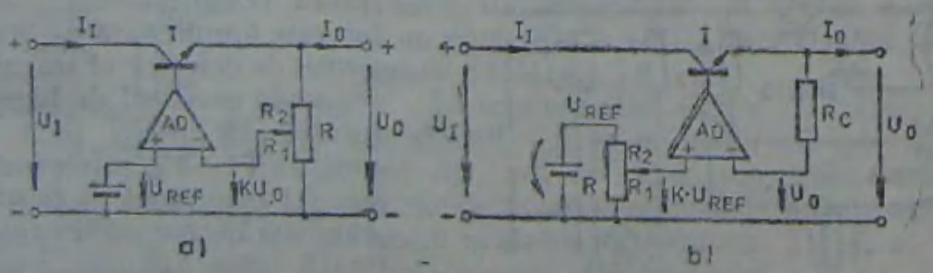


Fig. 11.30. Stabilizatoare de tensiune cu AO: a — pentru $U_0 > U_{REF}$; b — pentru $U_0 < U_{REF}$.

pentru schema din figura 11.30, a şi

$$U_0 = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) \cdot U_{REF} \quad (11.52)$$

pentru schema din figura 11.30, b.

Cele două scheme se utilizează fie pentru a obţine tensiuni stabilizate mai mari ca U_{REF}, fie respectiv pentru a obţine tensiuni stabilizate mai mici ca U_{REF}.

Alimentarea AO se face la tensiunea de intrare U_I nestabilizată, deoarece amplificarea circuitului nu depinde de tensiunea de alimentare (dacă se respectă anumite limite de catalog). Tensiunea de referinţă se obţine de la bornele unei diode Zener alimentată printr-o rezistenţă de polarizare fie de la tensiunea nestabilizată U_I, fie de la cea stabilizată U_0.

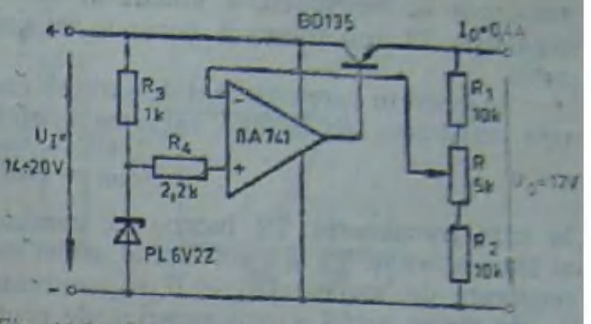


Fig. 11.31. Schema unui stabilizator cu AO.

În figura 11.31 se prezintă schema unui stabilizator de 12 V şi 400 mA realizat cu AO integrat βA741. Intrarea neinversoare a AO este menţinută la potenţialul constant de 6,2 V de către DZ PL6V2Z, polarizată prin rezistenţa R3. La intrarea inversoare se aplică tensiunea kU_0 ($k = 0{,}5$), prin grupul de rezistoare R1, R2, R. Potenţiometrul R permite reglajul fin al tensiunii stabilizate în limitele 12 V ±20%. AO alimentează baza tranzistorului BD135, acesta fiind element de reglaj de tip serie.

c) Protecţia stabilizatoarelor de tensiune

În timpul funcţionării stabilizatoarelor de tensiune pot apare regimuri de scurtcircuite accidentale sau de suprasarcini, care în majoritatea cazurilor conduc la defectarea stabilizatorului. Din acest motiv se prevăd protecţii ale stabilizatorului, atît pentru regimul de scurtcircuit, cît şi pentru cel de suprasarcină. Protecţia la scurtcircuite trebuie să acţioneze foarte rapid pentru a evita distrugerea componentelor stabilizatorului. Protecţia la suprasarcină acţionează mai lent (de obicei prin intermediul unor circuite de temporizare). Aceste tipuri de protecţie se pot realiza prin siguranţe fuzibile normale, respectiv cu relee termice.

În figura 11.32, a se prezintă o schemă de protecţie a stabilizatorului serie prin limitarea curentului de scurtcircuit. Circuitul de protecţie este constituit din tranzistorul T2 şi rezistenţa R_{sc}. Caracteristica de ieşire a stabilizatorului, având aspectul din figura 11.32, b, limitează curentul debitat pe sarcina R_L la valoarea I_{sc}.

Atît timp cît curentul de sarcină I_0 nu depăşeşte valoarea curentului de scurtcircuit impus I_{sc}, căderea de tensiune la bornele rezistenţei R_{sc} este mai mică decît

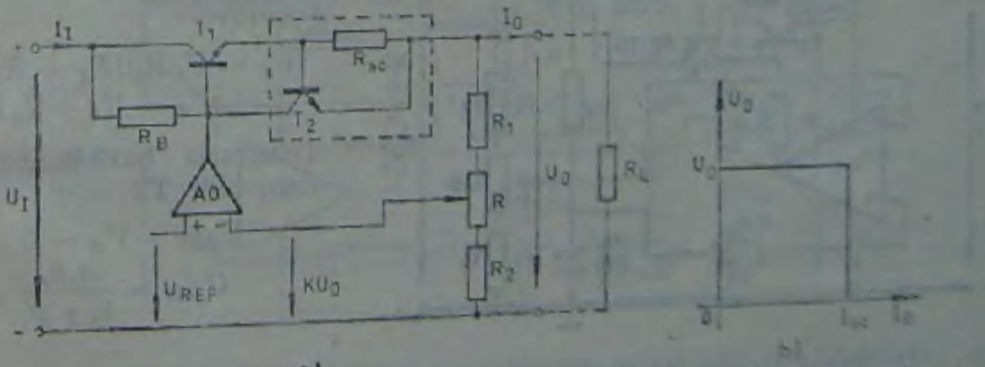


Fig. 11.32. Protecţia stabilizatoarelor: a — schema protecţiei cu limitarea I_{sc}; b — caracteristica statică de ieşire a stabilizatorului.

tensiunea de deschidere a joncțiunii bază-emitor a tranzistorului T2 și tranzistorul regulator T1 funcționează normal, tensiunea de ieșire U_0 fiind constantă (stabilizată).

În cazul în care curentul de sarcină crește pînă la valoarea I_{sc}, tensiunea la bornele rezistenței R_{sc} atinge valoarea critică

$$U_{BE} = R_{sc} I_{sc} = 0{,}65 \text{ V} \tag{11.53}$$

la care tranzistorul T2 începe să conducă, preluînd o parte din curentul de bază al tranzistorului T1 și împiedicînd astfel amplificarea acesteia. În continuare, pentru rezistența de sarcină $R_L < U_0/I_{sc}$, curentul rămîne constant și egal cu valoarea I_{sc}. Se obține astfel o caracteristică de protecție de formă rectangulară, ca în figura 11.32, b.

Pentru proiectarea unui circuit de protecție de acest tip (cu limitarea automată a curentului de scurtcircuit) este suficientă determinarea rezistenței R_{sc} cu relația

$$R_{sc} = 0{,}65/I_{sc} \tag{11.54}$$

Spre exemplu, pentru protecția stabilizatorului din figura 11.31, care debitează un curent nominal de 0,4 A, dacă se impune curentul de scurtcircuit $I_{sc} = 0{,}65$ A, rezultă $R_{sc} = 1\ \Omega$. Tranzistorul din circuitul de protecție trebuie să aibă un curent de colector mai mare decît curentul de bază al tranzistorului regulator T1, adică $I_{C2} > I_{B1} = I_{C1}/\beta$. Dacă tranzistorul T1 este de tipul BD 135 ($I_{C1} = 1$ A; $\beta_1 = 40$), atunci tranzistorul T2 poate fi de tipul BC170 ($I_{C2} = 0{,}1$ A; $\beta_2 = 35$).

O schemă practică de stabilizator cu limitarea automată a curentului de scurtcircuit la valoarea $I_{sc} = 2$ A este dată în figura 11.33. Circuitul de protecție este constituit din rezistența $R_{sc} = 0{,}33\ \Omega$ și tranzistorul T2 (BC170), a cărui colector este conectat la baza tranzistorului T3, pe care îl comandă. Tranzistoarele T1 și T3 formează un amplificator de curent (montaj Darlington) pentru circuitul de sarcină. Rezistența R1 (1 kΩ) este o „rezistență de pornire" prin intermediul căreia se alimentează în momentul inițial grupul R3, DZ, R4, R, R5, care comandă AO βA741.

Un alt mod de protecție al tranzistoarelor este denumit „protecție prin întoarcerea caracteristicii". Această protecție „prin întoarcere" forțează reducerea curentului de scurtcircuit I_{sc} la o valoare mai mică decît curentul limită I_{oM} care declanșează procesul de protecție. Schema electrică a unui astfel de stabilizator cu limitare prin întoarcere este dată în figura 11.34, a. Dacă se notează V_A și V_B potențialele nodurilor din figură (potențiale în raport cu masa) se pot scrie ecuațiile:

$$V_A = V_B R_2/(R_1 + R_2); \tag{11.55}$$

$$V_B = U_0 + I_0 R_{sc} \tag{11.56}$$

Tensiunea bază-emitor a tranzistorului T2 este

$$U_{BE2} = V_A - U_0, \text{ sau}$$

$$U_{BE2} = \frac{R_2 R_{sc}}{R_1 + R_2} I_0 - \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_0 \tag{11.57}$$

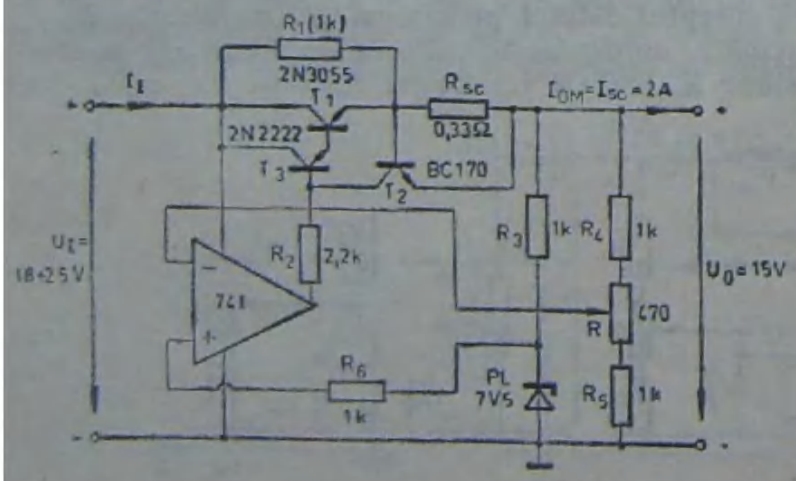


Fig. 11.33. Schemă practică de stabilizator cu limitarea curentului de scurtcircuit.

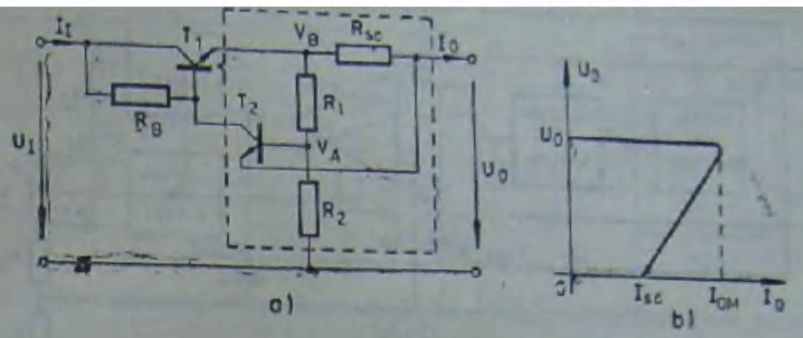


Fig. 11.34. Protecția prin întoarcerea caracteristicii: a — schemă electrică; b — caracteristica statică de ieșire.

Din această relație se poate deduce valoarea maximă a curentului de scurtcircuit I_{sc}, impunînd în relația (11.57) $U_0 = 0$:

$$I_{sc} = \frac{R_1 + R_2}{R_2 R_{sc}} \cdot 0{,}65 \tag{11.58}$$

Comparînd relațiile (11.57) și (11.58) se vede că $I_{sc} < I_{0M}$, caracteristica externă a circuitului fiind de forma celei din figura 11.34, b (cu întoarcere).

Spre exemplu, dacă se aleg următoarele valori pentru rezistențele din figura 11.34, a: $R_1 = 330\ \Omega$, $R_2 = 3{,}3\ k\Omega$ și $R_{sc} = 1{,}1\ \Omega$, pentru o tensiune stabilizată de 15 V rezultă: $I_{0M} = 0{,}33 \cdot 15/(3{,}3 \cdot 1{,}1) + 3{,}63 \cdot 0{,}65/(3{,}3 \cdot 1{,}1) = 2$ A și $I_{sc} = 0{,}65(3{,}3 + 1{,}1)/(3{,}3 \cdot 1{,}1) = 0{,}65$ A.

La proiectarea schemei din figura 11.34, a se va urmări ca I_{B2} să fie mult mai mic decît curentul care circulă prin divizorul $R1$, $R2$; de asemenea, trebuie ca $I_{C2} > I_{B1}$.

O schemă practică de stabilizator de tensiune cu protecție prin întoarcere este prezentată în figura 11.35. Elementele schemei sînt la fel cu cele din figura 11.33. Curentul maxim de declanșare a protecției este $I_{0M} = 2$ A, iar curentul de scurtcircuit este $I_{sc} = 0{,}65$ A (vezi figura 11.34, b).

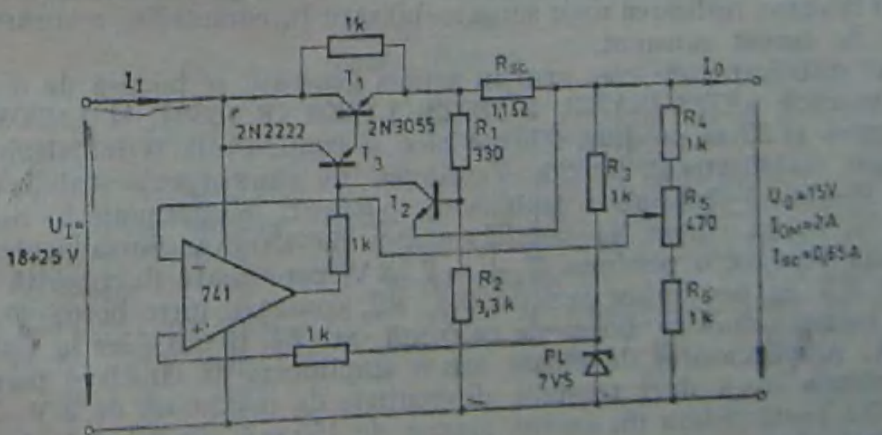


Fig. 11.35. Schemă practică de stabilizator cu protecție prin întoarcerea caracteristicii.

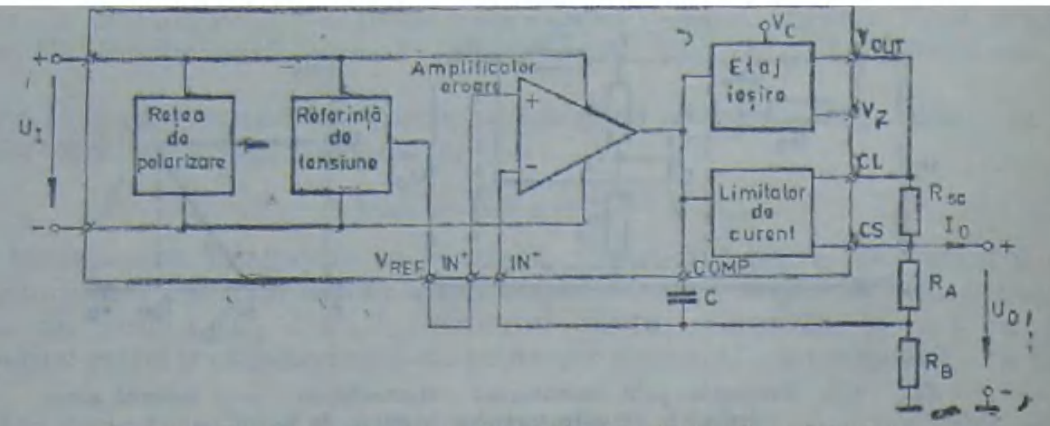


Fig. 11.36. Schema bloc a unui stabilizator de tensiune integrat.

11.3.2. STABILIZATOARE DE TENSIUNE INTEGRATE

Stabilizatoarele de tensiune integrate, de construcție monolitică se încadrează în categoria stabilizatoarelor cu reacție, cu element de reglare tip serie. În principiu, schema electrică nu diferă de schema stabilizatorului cu componente discrete. Deosebirea constă în utilizarea unor blocuri funcționale în care se apelează la tehnici de circuit destul de complexe pentru a se obține un nivel de performanțe ridicat.

În figura 11.36 se prezintă schema bloc a unui stabilizator de tensiune integrat monolitic, de uz general, cu mai mult de trei terminale. Principalele blocuri funcționale ale stabilizatorului sînt: sursa de tensiune de referință, amplificatorul de eroare și elementul regulator serie (etajul de ieșire). Blocurile funcționale auxiliare sînt: rețeaua de polarizare și circuitul de protecție (limitator de curent).

a) Stabilizatoare de tensiune integrate din prima generație

Aceste stabilizatoare de tensiune integrate permit accesul utilizatorului la intrările și ieșirile tuturor blocurilor funcționale. Stabilizatoarele de tensiune din prima generație sînt livrate în capsule de mică putere cu mai mult de trei terminale. Ele furnizează la ieșire un curent de sarcină mic, în schimb există posibilitatea utilizării lor în mai multe variante, surse stabilizate de tensiuni pozitive sau negative, cu nivelul de tensiune la ieșire programabil în limite largi, cu extinderea domeniului de curenți la ieșire, realizarea unor surse stabilizate în comutație, realizarea unor generatoare de curent constant.

Dintre stabilizatoarele care aparțin primei generații se bucură de o largă popularitate circuitele μA723 (βA723, ROB723) LM304 (ROB304) și LM305 (ROB305).

În figura 11.37 se prezintă schema bloc și configurația terminalelor (vedere de sus) pentru stabilizatorul βA723. Tensiunea de alimentare a stabilizatorului este $U_I = 9{,}5\ \text{V} \div 40\ \text{V}$. Tensiunea stabilizată poate fi programată în limitele $U_0 = 2 \div 37\ \text{V}$, la un curent de sarcină maxim de 150 mA. Sursa pentru tensiunea de referință produce o tensiune $U_{REF} = 7{,}15\ \text{V}$, care poate fi coborîtă pînă la valoarea de 2 V cu un divizor rezistiv R1, R2, conectat între borna V_{REF} și masă. Curentul maxim admis la borna de referință este de 15 mA, iar la terminalul V_Z de 25 mA. Amplificatorul de eroare are o amplificare de 60 dB și permite aplicarea la intrarea sa a unei tensiuni diferențiale de maximum de 5 V. Tranzistorul de ieșire T1 poate debita un curent maxim de 150 mA. Utilizînd la ieșire montaje de tip Darlington se pot obține curenți pînă la 10 A. Tranzistorul de protecție T2 poate fi conectat fie pentru limitare de curent, fie pentru limitare de curent prin

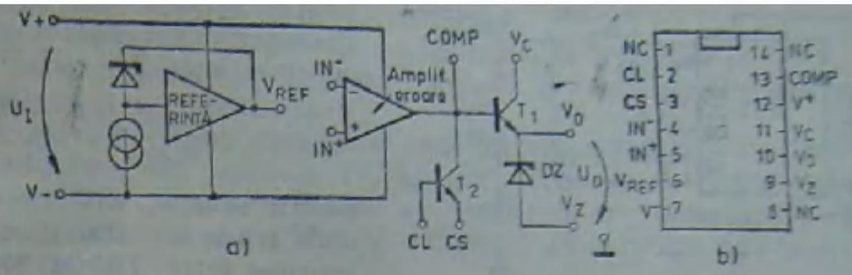


Fig. 11.37. Schema bloc și configurația terminalelor stabilizatorului integrat βA723.

întoarcere. Între borna COMP și IN⁻ se conectează un condensator de $5 \div 20$ nF pentru a evita intrarea în oscilație a amplificatorului de eroare. Terminalul CL se numește terminal de limitare a curentului, iar terminalul CS, terminal de sesizare a curentului.

Datorită accesului la mai multe intrări, fabricantul circuitului βA723 lasă la dispoziția utilizatorului un cîmp larg de manifestare a fanteziei tehnico-aplicative, ca urmare, acest circuit constituie un bun exemplu de maximă versatilitate în construcția stabilizatoarelor monolitice integrate.

În figurile care urmează se prezintă cîteva din aplicațiile tipice ale circuitului βA723.

Conexiunile simple din figura 11.38 permit obținerea unor tensiuni stabilizate fie mai mici decît tensiunea de referință de 7,15 V (fig. 11.38, a), fie mai mari decît aceasta (fig. 11.38, b), în limitele $2 \div 37$ V. Aceste circuite pot debita un curent maxim de sarcină $I_{oM} = 150$ mA, prin limitarea acestuia prin rezistența R_{sc}. Această rezistență nu protejează stabilizatorul, ci limitează doar curentul, realizînd o caracteristică rectangulară, ca în figura 11.32, b. Valoarea rezistenței R_{sc} calculată cu relația (11.53) este

$$R_{sc} = \frac{0{,}65}{I_{oM}} = \frac{0{,}65}{0{,}15} = 4{,}33\ \Omega$$

Rezistențele R_1 și R_2 ale divizorului de tensiune se calculează în funcție de valoarea $U_{REF} = 7{,}15$ V și de tensiunea stabilizată U_0 cerută de consumator și satisfac relațiile:

$$\frac{U_0}{U_{REF}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \tag{11.58}$$

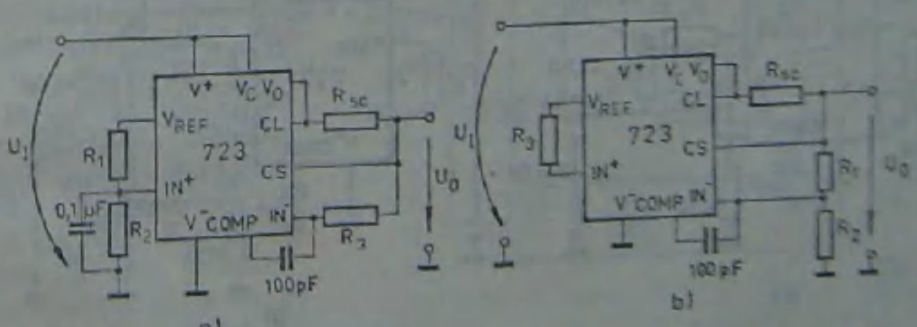


Fig. 11.38. Stabilizator de tensiune cu CI βA723: a — pentru $U_0 < U_{REF}$; b — pentru $U_0 > U_{REF}$.

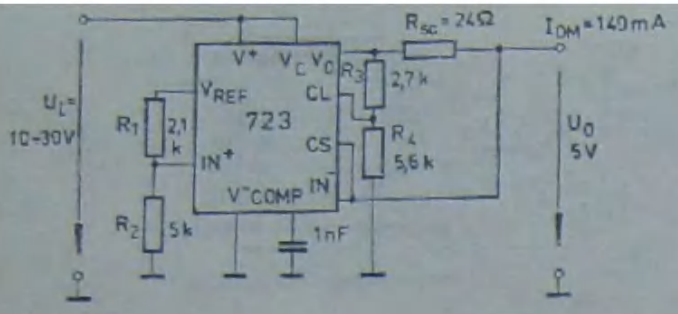


Fig. 11.39. Stabilizator de tensiune cu CI μA723 cu protecția prin întoarcerea caracteristicii.

pentru schema din figura 11.38, a, unde tensiunea stabilizată are valori cuprinse între 2 V și 7 V, respectiv

$$\frac{U_0}{U_{REF}} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \qquad (11.60)$$

pentru schema din figura 11.38, b, unde tensiunea stabilizată are valori cuprinse între 7 V și 37 V.

De exemplu, pentru $U_0 = 5$ V, se alege $R_1 = 2{,}15$ kΩ și $R_2 = 4{,}88$ kΩ, iar pentru $U_0 = 15$ V, se alege $R_1 = 7{,}87$ kΩ și $R_2 = 7{,}15$ kΩ. Rezistența R_3 se calculează cu relația:

$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \qquad (11.61)$$

În figura 11.39 se prezintă o schemă de stabilizator pentru o tensiune $U_0 = 5$ V, schemă care realizează o protecție prin întoarcerea caracteristicii (vezi figura 11.34). Curentul de scurtcircuit se calculează cu relația:

$$I_{sc} = \frac{R_3 + R_4}{R_4 \cdot R_{sc}} \cdot 0{,}65, \qquad (11.62)$$

iar curentul maxim I_{oM}, cu relația

$$I_{oM} = I_{sc}\left(1 + \frac{R_3}{R_3 + R_4} \cdot \frac{U_0}{0{,}65}\right) \qquad (11.63)$$

Cu valorile din schemă rezultă $I_{sc} = 40$ mA și $I_{oM} = 140$ mA.

În figura 11.40 se prezintă două scheme realizate cu tranzistor exterior (2N3055) care pot furniza curenți de sarcină pînă la $I_{oM} = 2$ A, avînd protecție prin întoarcerea caracteristicii.

b) Stabilizatoare integrate de tensiune din generația a doua

Comparativ cu circuitele din prima generație, stabilizatoarele de tensiune din generația a doua oferă performanțe electrice superioare. Aceste stabilizatoare oferă următoarele avantaje:

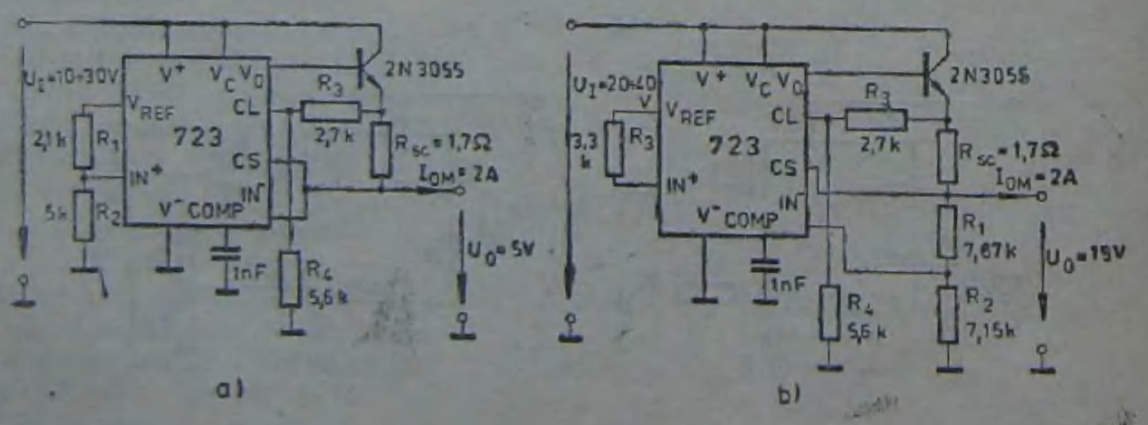


Fig. 11.40. Mărirea gamei curenților de ieșire: a, b — variante.

— conţin integrate schemele de protecţie;
— conţin integrată reţeaua de compensare în frecvenţă;
— în schemele aplicative necesită cel mult trei componente discrete exterioare (două rezistenţe şi un condensator);
— furnizează la ieşire curenţi de ordinul amperilor.

Stabilizatoarele din generaţia a doua sînt CI de putere putînd debita puteri de ordinul $10 \div 100$ W. Ele sînt livrate în capsule cu trei terminale ca şi tranzistoarele de putere (TO — 3 sau TO — 5), putînd fi montate pe radiatoare calculate în mod corespunzător.

Tipurile reprezentative de stabilizatoare din generaţia a doua sînt circuitele LM338K, LM350K, ROB317 (pentru tensiuni pozitive) şi LM337 (pentru tensiuni negative).

Circuitul ROB317 fabricat la ICCE Bucureşti este un stabilizator de tip flotant, producînd la ieşire o tensiune stabilizată reglabilă între limitele $1,2 \div 37$ V şi un curent maxim de sarcină $I_{0M} = 0,5$ A. Modul de conexiune al acestui circuit este prezentat în figura 11.41. Se poate considera că întregul ansamblu este construit dintr-o diodă Zener de 1,2 V polarizată cu un curent constant $I_{AJ} = 50$ μA, conectată la intrarea neinversoare a unui AO cu o amplificare de 80 dB, care comandă tranzistorul regulator T. Nivelul tensiunii de ieşire este fixat prin intermediul rezistenţelor R_A şi R_B, conform relaţiei

$$U_0 = U_{REF}(1 + R_B/R_A) + R_B I_{AJ}, \tag{11.64}$$

unde $U_{REF} = 1,2$ V şi $I_{AJ} = 50$ μA.

Pentru funcţionarea normală a stabilizatorului este necesară o sarcină minimă, care să permită scurgerea la masă a unui curent de minimum 10 mA. Ca urmare, R_A şi R_B trebuie să îndeplinească condiţia

$$\frac{U_0}{R_A + R_B} \geqslant I_{0m} = 10 \text{ mA} \tag{11.65}$$

De exemplu, pentru a obţine o tensiune stabilizată $U_0 = 12$ V, din relaţiile (11.64) şi (11.65) se găsesc valorile $R_A = 120\Omega$ şi $R_B = 1080\ \Omega$.

Deşi stabilizatorul ROB317 este prevăzut intern cu circuite pentru protecţie, în schemele practice este necesară o protecţie suplimentară cu componente discrete exterioare, împotriva fenomenelor tranzitorii. Aceste protecţii se realizează cu diode şi tranzistoare, după modelul din figura 11.42.

Circuitul ROB317 poate fi utilizat cu bune rezultate pentru obţinerea unor stabilizatoare de curent de precizie, ca în figura 11.43. Curentul stabilizat la ieşire I_0 se fixează prin intermediul rezistorului R între 10 mA (valoarea minimă I_{0m} a curentului de sarcină) şi curentul maxim furnizat de circuitul integrat ($I_{0M} = 0,5$ A), conform relaţiei

$$I_0 = I_{AJ} + U_{REF}/R \tag{11.66}$$

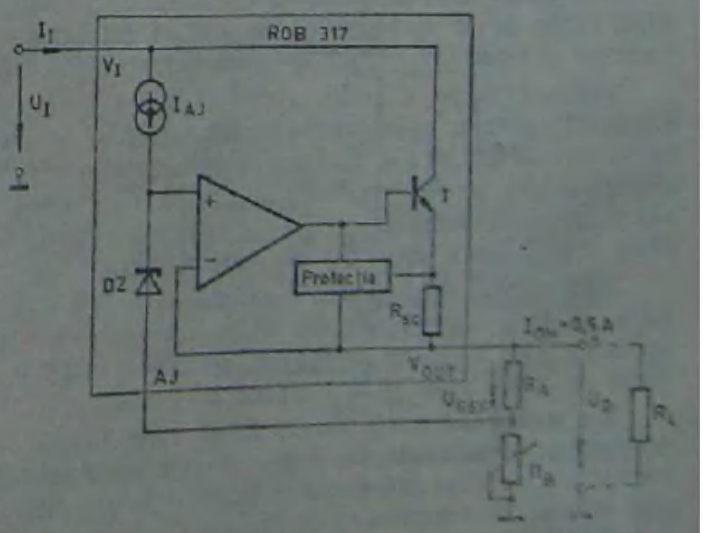


Fig. 11.41. Schema bloc a stabilizatorului integrat ROB 317.

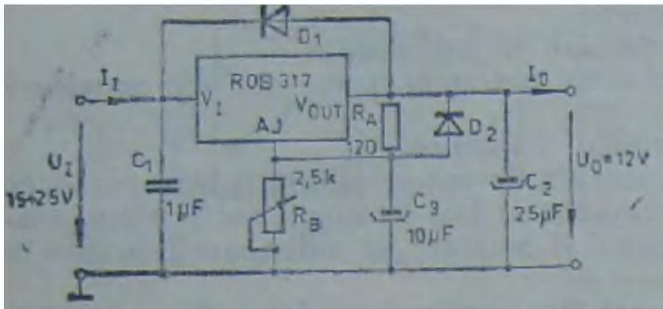


Fig. 11.42. Protecții externe ale circuitului stabilizator ROB317.

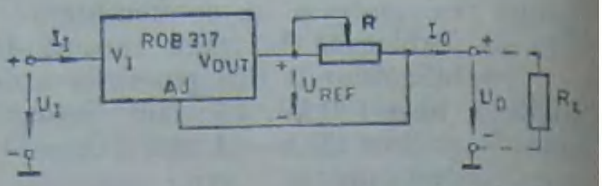


Fig. 11.43. Stabilizator de curent de precizie.

unde $U_{REF} = 1{,}2$ V și $I_{AJ} = 50$ μA. Pentru a se putea încadra în limitele de curenți impuse ($I_{0m} = 10$ mA; $I_{0M} = 0{,}5$ A) rezistența R are valorile $R_{MAX} = 120\ \Omega$ și $R_{min} = 2{,}4\ \Omega$.

c) Stabilizatoare de tensiune duale

Circuitele integrate analogice se alimentează de obicei de la două surse de tensiune continuă, una pozitivă și alta negativă. Aceste tensiuni de alimentare pot fi simetrice sau asimetrice față de masă. Circuitele care furnizează simultan cele două tensiuni stabilizate se numesc stabilizatoare duale.

Dacă în timpul funcționării una din tensiuni își modifică nivelul într-un sens, cealaltă trebuie să-și modifice nivelul în sens contrar, pentru a se restabili raportul lor existent inițial. Acest fenomen se numește „urmărire". Toate stabilizatoarele de tensiune continuă dual monolitice sînt cu urmărire.

Ca tip reprezentativ se consideră circuitul ROB 1468, fabricat la ICCE București. Acest circuit poate fi alimentat cu tensiuni duale maxime $U_{IM} = \pm 30$ V, debitează un curent maxim $I_{0M} = 50$ mA, iar tensiunile de ieșire (duale și simetrice) pot fi reglate în limitele $U_0 = \pm 8$ V $\div \pm 20$ V (în absența circuitelor externe de ajustare se obțin tensiuni duale $U_0 = \pm 15$ V).

În figura 11.44 se prezintă circuitul echivalent funcțional al stabilizatorului dual ROB 1468. Acest stabilizator nu conține integrate circuitele de protecție; limita curentului și tipul protecției la scurtcircuit se fixează de către utilizator.

Componentele externe care se atașează stabilizatorului sînt: condensatoarele C1 și C2 (pentru compensarea caracteristicii de frecvențe a amplificatoarelor); condensatoarele C3 și C4 (pentru îmbunătățirea stabilizării curentului de sarcină); rezistențele R_{sc}^{+} și R_{sc}^{-} (pentru limitarea curentului de scurtcircuit). Montajul furnizează la ieșire tensiunile $U_0 = \pm 15$ V cu o precizie de 3,3%. Tensiunea de dezechilibru între ieșiri este de maximum 300 mV.

Extinderea domeniului tensiunilor de ieșire se poate realiza cu montajul din figura 11.45, a care permite obținerea unor tensiuni de ieșire mai mari ca ± 15 V (pînă la ± 20 V) și cu montajul din figura 11.45, b, care permite obținerea unor tensiuni de ieșire sub ± 15 V (pînă la ± 8 V).

La stabilizatoarele duale ROB 1468 livrate în capsule de tip TO—116 (cu 14 terminale), tensiunile de ieșire se pot regla în toată gama de ± 8 V $\div \pm 20$ V, deoarece utilizatorul are acces la borna BA. La cele livrate în capsule de tip TO—100 (cu numai 10 terminale) tensiunile de ieșire se pot regla numai în gama ± 15 V $\div$ $\div \pm 20$ V, deoarece utilizatorul nu are acces la borna BA.

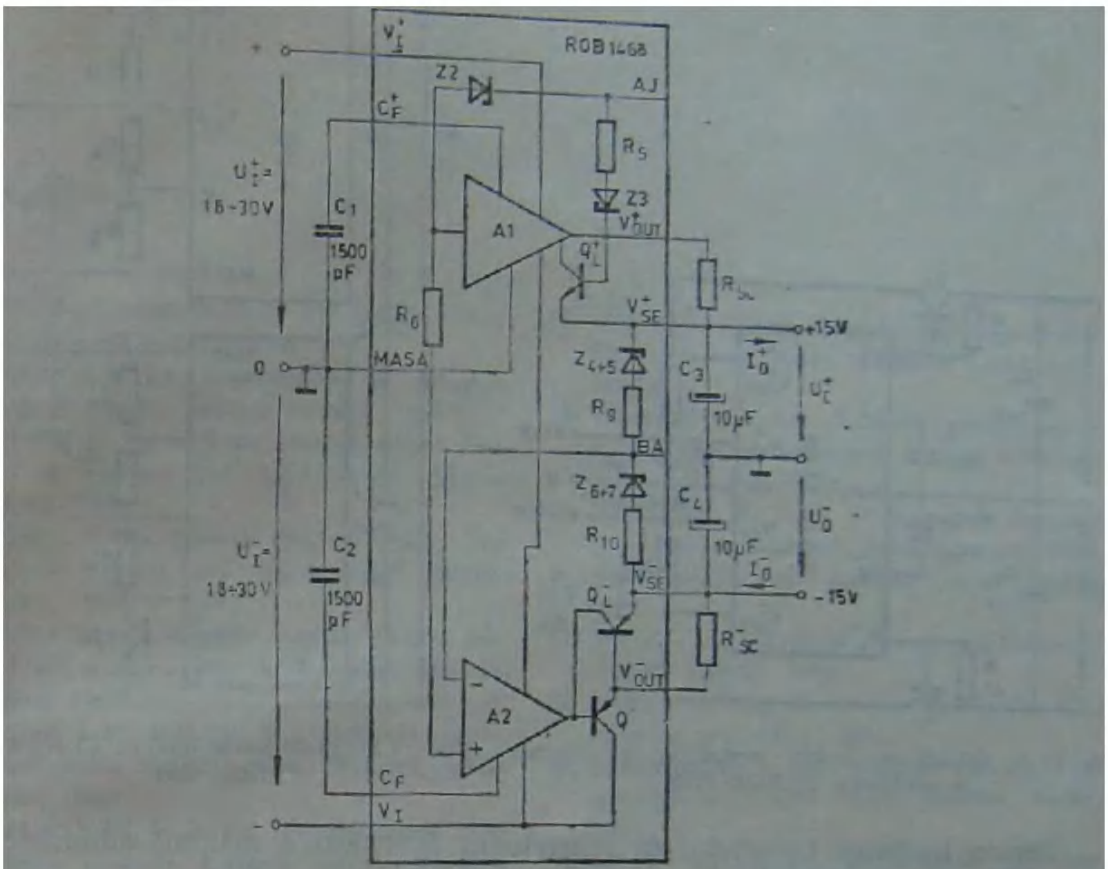


Fig. 11.44. Schema bloc a stabilizatorului dual ROB 1468.

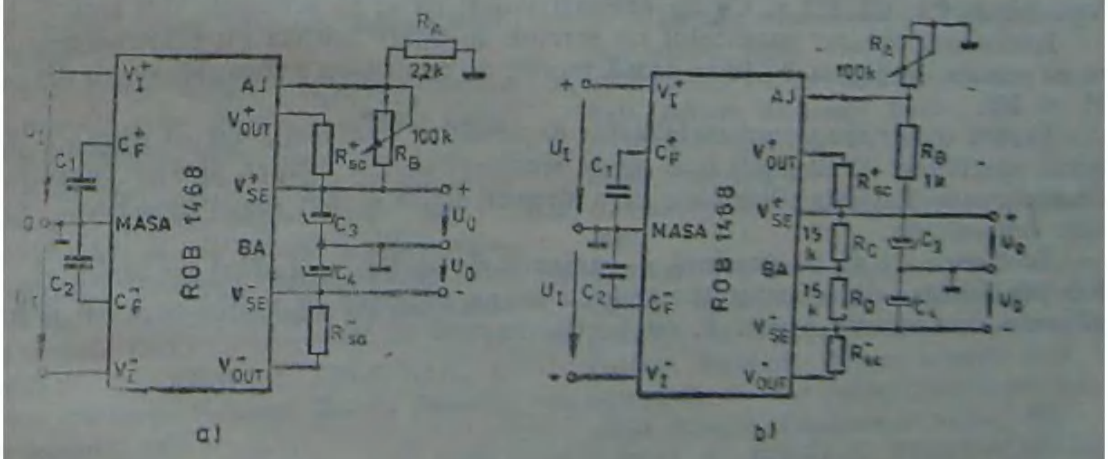


Fig. 11.45. Extinderea domeniului tensiunilor de ieșire: a — pentru tensiuni pînă la ±20 V; b — pentru tensiuni între ±8 V și ±20 V.

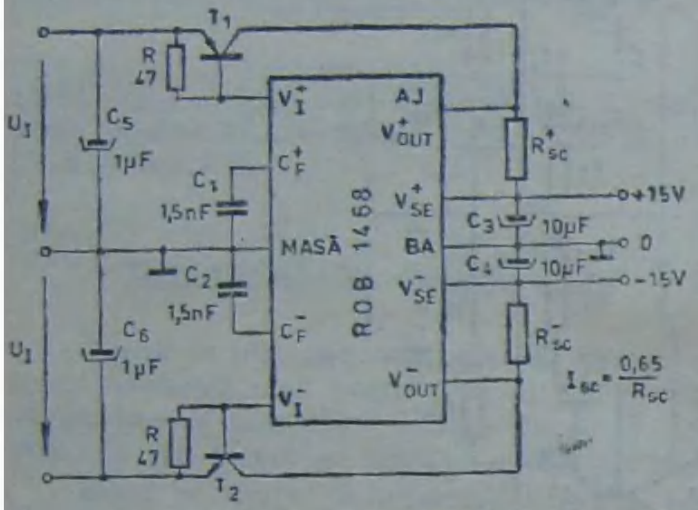


Fig. 11.46. Extinderea limitei curentului de sarcină la utilizarea CI ROB 1468.

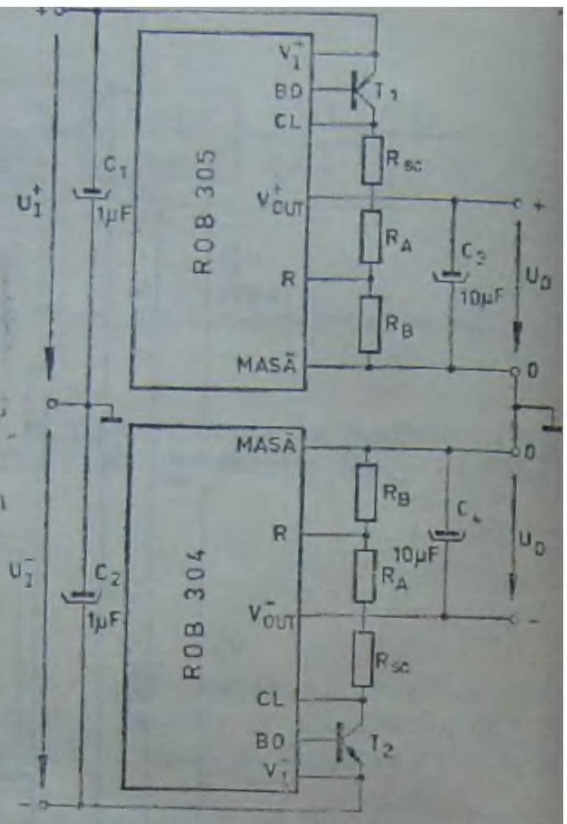


Fig. 11.47. Stabilizator dual cu CI ROB 305 și ROB 304.

Pentru limitarea curentului de scurtcircuit la valoarea maximă admisă de CI ($I_{0M} = 50$ mA), rezistențele de scurtcircuit au valorile:

$$R_{sc}^{+} = R_{sc}^{-} = \frac{0{,}65\ \text{V}}{0{,}05\ \text{A}} = 13\ \Omega.$$

Capacitățile C1, C2, C3 și C4 au aceleași valori ca și în schemele din figura 11.44.

Extinderea limitei curentului de sarcină se poate realiza cu tranzistoare externe de putere. În figura 11.46 se arată modul de conectare a tranzistoarelor de putere T1 și T2.

Pentru construirea unui stabilizator de tensiune dual dacă nu se dispune de circuitul specializat ROB 1468 (sau altele similare) se pot utiliza și alte tehnici. Prin combinarea a două stabilizatoare cu o singură ieșire se pot construi scheme funcționale echivalente.

În figura 11.47 se prezintă o variantă de stabilizator dual cu circuitele ROB 305 (stabilizator de tensiune pozitivă cu borna negativă la masă) și ROB 304 (stabilizator de tensiune negativă, cu borna pozitivă la masă).

BIBLIOGRAFIE

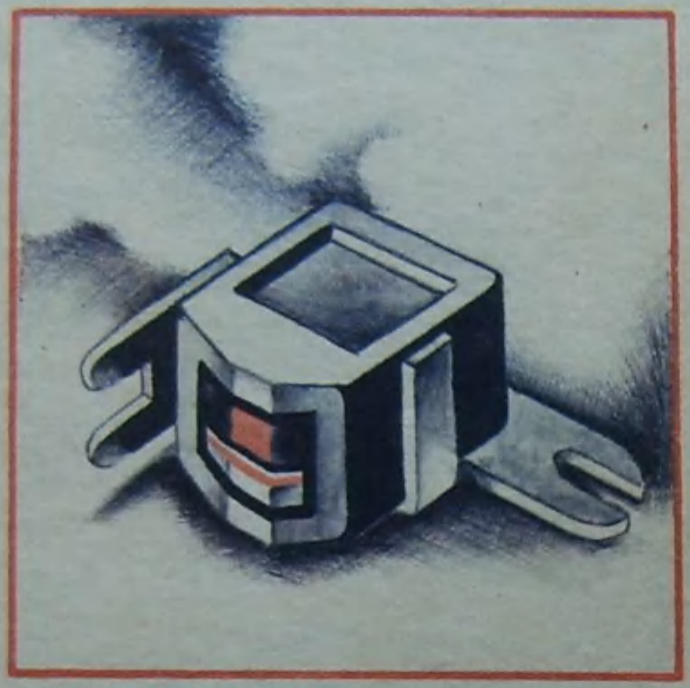
1. BARNA, A. *Amplificatoare operaționale*, București, Editura tehnică, 1974.
2. BĂRBAT, B. ș.a. *Amplificatoare de audiofrecvență*. București, Editura tehnică, 1972.
3. BODEA, M. ș.a. *Circuite integrate liniare. Manual de utilizare*. vol. 2, București, Editura tehnică, 1980.
4. BODEA, M. ș.a. *Circuite integrate liniare. Manual de utilizare*. vol. 3, București, Editura tehnică, 1984.
5. BODEA, M. ș.a. *Circuite integrate liniare. Manual de utilizare*. vol. 4, București, Editura tehnică, 1985.
6. BELOV, I. F., BELOV, V. I. *Bîtovaia priemnousilitelinaia radioaparatura*. Moscova, Radio i sviazi, 1985.
7. BEZLADNOV, N. L. ș.a. *Proiektirovanie tranzistornîh usilitelei zvukovîh ciastot*. Moscova, Sviazi, 1978.
8. BITOIU, A. ș.a. *Practica electronistului amator*. București, Editura Albatros, 1984.
9. BULUCEA, C., VAIS, M., PROFETA, H. *Circuite integrate liniare*. București, Editura tehnică, 1975.
10. CIPERE, L. ș.a. *Lucrări practice de depanare a radioreceptoarelor*. București, Editura didactică și pedagogică, 1985.
11. CIUGUDEAN, M. *Proiectarea unor circuite electronice*. Timișoara, Editura Facla, 1983.
12. CIUGUDEAN, M. ș.a. *Circuite integrate liniare. Aplicații*. Timișoara, Editura Facla, 1986.
13. CSABAI, D. *Tehnica sonorizării*. București, Editura tehnică, 1983.
14. DASCĂLU, D., TURIC, L., HOFFMAN, I. *Circuite electronice*. București, Editura didactică și pedagogică, 1981.
15. DRAGU, I., IOSIF, I. *Amplificatori operaționali*. București, Editura militară, 1981.
16. ERLEKAMPF, R. ș.a. *Mikroelektronik in der Amateurpraxis*. ed. 2, Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik, 1984.
17. FEȘTILĂ, LELIA. *Circuite integrate analogice*. Uz intern, Institutul politehnic Cluj-Napoca, 1981.
18. GĂZDARU, C., ș.a. *Îndrumar pentru electroniști. Radio și televiziune*. vol. 1, București, Editura tehnică, 1986.
19. HELLVER, H. *Radio și televiziune. Întrebări și răspunsuri*. București, Editura tehnică, 1976.
20. HULL, M. D. *Audio amplifier systems*. Philips, 1972.
21. IOSIF, I. M. *Radiofonie pentru tineret*. București, Editura militară, 1986.
22. JAKUBASCHK, H. *Amateurtontechnik*. Militärverlag der D.D.R., 1981.
23. LIEBSCHER, S. ș.a. *Rundfunk-, Fernseh-, Tonspeichertechnik*. VEB Verlag Technik, Berlin, 1983.
24. LOZNEANU, Șt. ș.a. *Memoratorul radiotehnicianului*. Iași, Ed. Junimea, 1985.
25. MIRON, C. *Introducere în circuite electronice*. Cluj-Napoca, Editura Dacia, 1983.
26. MITROFAN, Gh. I. *Generatoare de impulsuri și de tensiune liniar variabilă*. București, Editura tehnică, 1980.
27. MITROFAN, Gh. I. *Televiziunea digitală*. București, Editura Academiei R.S.R., 1986.
28. OPRESCU, G. D. Hi–Fi. ABC. *Editura Albatros*. București, 1978.
29. OPRESCU, G. D. *Calculatoare audio*. București, 1982.
30. RĂPEANU R. ș.a. *Circuite integrate analogice. Catalog*. București, Editura tehnică, 1983.
31. RISTEA, L., POPESCU, C. *Stabilizatoare de tensiune*. București, Editura tehnică, 1983.
32. SCHÖLER, F. *High fidelity Technik für Einsteiger*. RoWolt Taschenbuch Verlag, 1981.
33. SIMION, E., MIRON, C., FEȘTILĂ, LELIA. *Montaje electronice cu circuite integrate*. Cluj-Napoca, Editura Dacia, 1986.
34. TABARCEA, C., GHIUR, Gh. *Le fonctions électroniques*. București, Editura militară, 1985.

35. VASILESCU, C., LUNGU, Ş. *Electronică*. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1981.
36. VĂTĂŞESCU, A., ş.a. *Circuite integrate liniare. Manual de utilizare*. vol. 1, Bucureşti, Editura tehnică, 1976.
37. * * * — *Analogovie i tifrovîie integralnîie shemî*. Moscova, Sovetskoe radio, 1979.
38. * * * — *Audio data book*. National Semiconductor, 1976.
39. * * * — *Linear Integrated Circuits*. National Semiconductor, 1976.
40. * * * — *Catalog I.C.C.E.* Bucureşti, 1986.
41. Colecţia Tehnium, Bucureşti, 1983—1987.
42. Colecţia Radio, Fernsehen, Electronik, Berlin, 1983—1987.
43. Colecţia Radioelektronika i sviazi, Moscova, 1984—1987.
44. Colecţia E.E.A. Automatica şi electronica, Bucureşti, 1985—1987.

Redactor: MONICA CREMENE
Tehnoredactor: CONSTANTIN RUSU

Apărut: 1990. Bun de tipar: 06.07.1990. Comanda nr. 3087
Coli de tipar: 21,25. Hîrtia: velină 55 g/mp. Format: 70×100/16

Tiparul executat sub comanda nr. 827
la ÎNTREPRINDEREA POLIGRAFICĂ CLUJ,
Municipiul Cluj
B-dul 22 Decembrie nr. 146
România



EDITURA DACIA

Lei 34,–

DACIA

ISBN 973–35–0113–1